TV
l'antenna
ANNO XXXVIII - MARZO 1966
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
3
LIRE 500

ANNO XXXVIII **3**

MARZO 1966

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

Gerente Alfonso Giovene

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione, Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **500** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **5.000**; estero L. **10.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. **50**, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

PREPARIAMOCI AL COLORE

Entro l'anno prossimo le principali nazioni europee, e forse anche l'Italia, inizieranno delle trasmissioni più o meno regolari di televisione a colori. Mancano però i tecnici per la costruzione, servizio e riparazione di televisori a colori. La tecnica della TV a colori, pur prendendo le basi fondamentali dalla normale TV in bianco-nero, se ne discosta però notevolmente in tutto ciò che riguarda la parte cromatica, cioè la formazione dell'immagine a colori, governata da leggi fisiche e matematiche piuttosto complesse che non si può fare a meno di conoscere per potersi rendere conto del funzionamento dei vari circuiti. Data la molto scarsa ed incompleta bibliografia esistente oggi riguardo a questo argomento la Casa Editrice Il Rostro presenta il Corso Integrale di TV a colori *redatto da cinque noti specialisti e coordinato dall'ing. Alessandro Banfi che ha seguito praticamente l'evoluzione della TV a colori sia dagli inizi.*

La prossima introduzione della televisione a colori rivoluzionerà radicalmente la progettazione, la produzione e l'assistenza tecnica degli apparecchi televisivi: pochi attualmente posseggono i requisiti necessari per rispondere alle nuove esigenze di questo importante settore dell'elettronica. E' il momento adatto per acquisire una specializzazione professionale che qualificherà il tecnico aprendogli nuove possibilità di guadagno e di carriera.

Con il CORSO DI TV A COLORI — edizione Il Rostro — in 8 volumi, avrete a disposizione il metodo più rapido e più comodo per acquisire questa specializzazione.

La forma piana e semplice con cui sono stati trattati i diversi argomenti rende la materia di facile comprensione anche per i meno preparati.

La TV a colori si avvale integralmente di tutta la tecnica dell'attuale TV in bianco-nero, completata però da un vasto e complesso corredo di fisica colorimetrica. Il Corso di TV a colori comprende, oltre alla trattazione completa delle questioni fondamentali della tecnica generale del colore, l'esame particolareggiato dei tre sistemi oggi conosciuti: NTSC, PAL e SECAM. L'esame dettagliato di un tipico televisore a colori attualmente prodotto in serie in America, e vari schemi elettrici di televisori secondo i sistemi NTSC, PAL e SECAM completeranno il Corso, corredato inoltre da numerose tavole a colori.

Ampio spazio è dedicato alle misure ed al servizio di assistenza tecnica (allineamenti e tarature).

Il Corso di TV a colori, costituito da 17 capitoli, sarà pubblicato in 8 gruppi di lezioni che usciranno a 20/25 giorni di distanza uno dall'altro. Ogni fascicolo comprenderà un questionario didattico a « quiz », le cui soluzioni appariranno sul fascicolo successivo, dando così modo al tecnico di controllare la propria preparazione.

Un aggiornato elenco bibliografico ed un glossario-dizionario in 4 lingue corredano l'opera, unica nel suo genere in Italia sia per la completezza del testo che per la particolare competenza dei compilatori.

La migliore garanzia che vi offriamo è il grande successo ottenuto dal 1° Corso Nazionale di TV, pubblicato dalla Casa Editrice Il Rostro nel 1952, che preparò migliaia di tecnici di TV in bianco-nero.

Sommario degli argomenti trattati

Condizioni di pagamento

Le condizioni ed i prezzi per la sottoscrizione al ns/ Corso di TV a colori sono state particolarmente studiate per venire incontro alle esigenze di ciascuno.
Le forme sono tre:

A) . . . . L. 20.000
B) . . . . L. 22.000
C) . . . . L. 24.000

Il pagamento per A) e B) dovrà avvenire tramite versamento anticipato sul nostro C.C.P. N. 3/24227 oppure con assegno bancario.

A pagamento avvenuto Vi sarà inviata dalla Sede regolare ricevuta.

A) pagamento anticipato in una sola volta per gli 8 gruppi di lezioni.
B) due pagamenti di L. 11.000 ciascuno; il primo anticipato ed il secondo dopo il ricevimento del quarto gruppo.
C) spedizione in porto contrassegnato di L. 3.000 per ogni gruppo di lezioni. Il primo gruppo Vi sarà inviato solo dopo esserci pervenuta la Vs/ adesione.

dott. ing. Alessandro Banfi

Sempre più difficile la scelta della TV a colori

Abbiamo già intrattenuto in varie riprese i nostri lettori sulle tormentate vicende per la scelta di un sistema europeo di TV a colori.
Ma ci sentiamo ancor oggi in dovere di riprendere quest'argomento a causa della rapidità ed importanza di inattese evoluzioni intervenute.
E' ormai noto che la scelta di un sistema di TV a colori per l'Europa o comunque per l'Italia, avrebbe dovuto cadere su uno dei tre sistemi in concorrenza: l'americano NTSC, il francese SECAM ed il tedesco PAL.
Ed è altrettanto noto che la famosa riunione internazionale di Vienna nell'aprile 1965 non portò ad alcun accordo positivo, tanto che ogni possibile decisione venne rimandata alla prossima riunione di Oslo nel giugno 1966.
Nel frattempo però, mentre il sistema NTSC, ormai sperimentato ed affinato in una pratica americana di una dozzina di anni, rimaneva praticamente invariato, i due sistemi più recenti SECAM e PAL subirono modifiche e perfezionamenti più o meno importanti.
Il sistema PAL, dall'originale « Pal-semplice » (che chiameremo PAL 1°), passò al « PAL con linea di ritardo » (che chiameremo PAL 2°) e dopo un tentativo di un « PAL con autoestrazione della sottoportante di colore » (che chiameremo PAL 3°), giunse all'attuale « PAL con burst alternato » (che chiameremo PAL 4°).
Il sistema SECAM dopo essere passato attraverso tre varianti successive (SECAM I, SECAM II, SECAM III), subì nell'ottobre e novembre 1965 due altre modifiche in SECAM 3a e SECAM 3b.
E di quest'ultima versione abbiamo dato notizia ed ampia descrizione tecnica nel numero di gennaio di « l'antenna ».
Ma contemporaneamente a questi sviluppi, i tecnici russi che avevano adottato sin dal marzo 1965 il sistema SECAM apportarono varie modifiche importanti, dandogli la denominazione di NIR.
In virtù di un precedente accordo, russi e francesi stanno ora sperimentando da alcuni mesi questo sistema, che tra l'altro ha già subito una nuova modifica in NIR II; ed è prevista una risoluzione conclusiva franco-russa entro il mese di aprile.
E' da rilevare che quest'ultima rielaborazione del SECAM o NIR, che trae spunti tecnici da tutti e tre i sistemi in concorrenza, è attualmente sotto prova sperimentale anche in Inghilterra (ove è stata battezzata SEQUAM) ed in Germania (ove è stata battezzata SEPAL).
Sembra comunque accertato che qualora il NIR-SEQUAM-SEPAL si dimostrasse idoneo e di pratica e corrente attuazione, tutte le nazioni europee sarebbero d'accordo sulla sua adozione comune.
Ciò però che lascia ancora perplessi i tecnici del colore non turbati da tendenze partigiane o di simpatia verso questo o quest'altro sistema, è la grossa, non trascurabile questione della facilità di registrazione magnetica. E' noto infatti che l'unico sistema che permetteva la facile registrazione della TV a colori anche in semplici magnetoscopi a carattere semiprofessionale, è attualmente il SECAM.

(il testo segue a pag. 133)

Lionello Napoli

Che cosa è un impianto centralizzato di TV?

(parte seconda)

PERDITA moltiplicare per:	dB	GUADAGNO moltiplicare per:
0,9	1	1,12
0,8	2	1,26
0,7	3	1,4
0,63	4	1,58
0,56	5	1,78
0,5	6	2
0,44	7	2,27
0,4	8	2,5
0,35	9	2,8
0,31	10	3,1
0,25 ($\frac{1}{4}$)	12	4
0,18	15	5,6
0,125 ($\frac{1}{8}$)	18	8
0,1 ($\frac{1}{10}$)	20	10
0,05 ($\frac{1}{20}$)	26	20
0,032	30	31,6
0,016	36	63
0,01 ($\frac{1}{100}$)	40	100
0,005 ($\frac{1}{200}$)	46	200
0,0032	50	316
0,0016	56	632
0,001 ($\frac{1}{1000}$)	60	1000
0,0005 ($\frac{1}{2000}$)	66	2000
0,00032	70	3160

2197/10

Fig. 30 - Tabella dei decibel; rapporti di tensione.

4. - ATTENUAZIONE E GUADAGNO

Qualunque apparecchiatura inserita in un circuito di un impianto centralizzato svolge la sua funzione al prezzo di una perdita di segnale. Questa perdità dovrà essere compensata da uno o più amplificatori che hanno lo scopo di aumentare la tensione captata dell'antenna: per cui un amplificatore ha un determinato *guadagno*, mentre un miscelatore, un separatore, un derivatore, una presa ed anche il cavo che trasporta l'energia a radiofrequenza alle varie utilizzazioni, hanno una determinata *attenuazione*.

Per sapere con esattezza, in sede di progettazione, quale sarà l'entità del segnale presente ad ogni presa di utilizzo è necessario conoscere le attenuazioni dei vari organi ed i guadagni degli amplificatori inseriti.

Per guadagno o attenuazione si intende il rapporto tra la tensione di uscita e quella di ingresso di una determinata apparecchiatura. Se questo rapporto è uguale a 1 vuol dire che la tensione di ingresso e la tensione di uscita hanno lo stesso valore e cioè che quel dispositivo non ha nè guadagno nè attenuazione. Se il rapporto è inferiore a 1 si ha una attenuazione; se superiore a 1, un guadagno. Guadagno e attenuazione si esprimono in *decibel* (dB).

Il dB è una unità logaritmica il che semplifica notevolmente il calcolo di una serie di attenuazioni o di guadagni che si presentano in una rete di distribuzione (ad esempio) di un impianto centralizzato, dove sono presenti numerosi organi che per la loro funzione possono attenuare o guadagnare. Ed infatti basta sommare i decibel negativi o positivi (attenuazione o guadagno) di ogni apparecchiatura per avere un totale generale che indica in definitiva il rapporto che esiste tra il segnale alla presa di utilizzo e quello captato dall'antenna.

In fig. 30 abbiamo riportato una tabella dei *decibel* e relativa traduzione in rapporto di tensione sia essa negativa (perdita o attenuazione) che positiva (guadagno).

Questa tabella sarà di notevole utilità per il calcolo di un impianto centralizzato, in qualunque momento.

E, per iniziare l'installatore al corretto uso della tabella dei decibel, facciamo un esempio semplice.

Consideriamo la fig. 31 con lo schema di un impianto d'antenna costituito da: un amplificatore, un separatore a due uscite, un lungo tratto di cavo di discesa, un derivatore a 6 uscite e 6 bracci di cavo per raggiungere le sei prese di utilizzo. Per procedere al calcolo occorre conoscere:

1) l'entità del segnale captato dell'antenna e convogliato all'ingresso del centralino.

Questo dato deve essere accuratamente ricavato dall'installatore, con un misuratore di campo, in sede di sopraluogo per la stesura del progetto e del preventivo di spesa.

Nell'esempio immaginiamo che il segnale in arrivo dall'antenna ed applicato al centralino sia di 8.000 μV.

2) L'esatta attenuazione del cavo impiegato alla frequenza del segnale da distribuire.

Questo dato viene fornito dalla Casa costruttrice del cavo stesso. L'attenuazione viene espressa in dB, per 100 mt di cavo, alle varie frequenze di possibile utilizzo. Nel nostro caso abbiamo immaginato di installare un cavo di tipo comunemente usato per impianti centralizzati avente una attenuazione di 10 dB per 100 m a 175 MHz e con impedenza caratteristica di 75 Ω (ad es. il tipo LC_2 della Ditta Lionello Napoli). Immaginiamo anche che il segnale da distribuire sia sul canale D (174 ÷ 181 MHz).

3) Le attenuazioni di ogni separatore, derivatore, presa.

Questi valori di attenuazione sono indicati dalla casa fornitrice delle singole apparecchiature ed i dati sono indispensabili per potere effettuare il progetto dell'impianto. In fig. 32 riportiamo una tabella con le attenuazioni in dB generamente valutabili per i vari tipi di apparecchiature. I derivatori disposti solo alla

notiziario industriale

terminazione di una discesa hanno le stesse attenuazioni dei separatori con lo stesso numero di uscite. Per derivatori di questo tipo intendiamo quelli rappresentati nelle figure 12-29-31.

Ora a noi interesserà stabilire quale segnale sarà presente alla presa più lontana, dato il guadagno dell'amplificatore posto nel centralino; oppure, quale dovrà essere il guadagno dell'amplificatore perchè alle prese più lontana e più attenuata vi sia un segnale utile.

Innanzi tutto, il cavo interposto tra la presa in esame ed il centralino, costituito dai 50 m della discesa principale più i 10 m del braccio derivato (per un totale di 60 m dunque) attenuerà 6 dB (10 dB per 100 m).

Il separatore a due uscite, vedi tabella, attenuerà 6 dB. Il derivatore terminale a 6 uscite (vedi tabella) 14 dB. La presa, che sarà del 1° gruppo essendo una sola presa posta nella discesa derivata, (vedi tabella) 6 dB.

La *somma* delle attenuazioni complessive sulla rete di distribuzione, per la presa più sacrificata ammonta pertanto:

prese	1° gruppo	2° gruppo	3° gruppo	4° gruppo
	6	9	12	18
derivatori	6	9	12	18

N° uscite	2	3	4	5	6	8	10	12	14	16	18	20	25	30
separatori	6	9	11	13	14	17	19	21	22	23	24	25	27	28

2197/56

Fig. 32 - Attenuazione delle apparecchiature impiegate in una rete di distribuzione, in dB.

cavo complessivo	— 6 dB
separatore a 2 uscite	— 6 dB
derivatore terminale a 6 uscite	— 14 dB
presa	— 6 dB
Totale attenuazione	— 32 dB

Ciò significa che se dovessimo collegare direttamente la discesa d'antenna alla rete di distribuzione, senza interporre amplificatori, avremmo alla presa più lontana un segnale di 8.000 μV attenuato di 32 dB.

Dalla tabella di fig. 30 riscontriamo che 30 dB rappresentano una perdita pari a 8.000 × 0,032; avremmo così un segnale di utilizzo inferiore a 256 μV (inferiore in quanto i dB di attenuazione sono 32 e non 30) e precisamente pari a 256 μV × 0,8 (tale essendo l'attenuazione dei due decibell in più) = segnale alla presa, dunque, di circa 200 μV. Assolutamente insufficiente per una buona ricezione che richiede 2000 μV, tenendo conto di un certo margine di sicurezza. Occorrerà dunque decuplicare il segnale; inserire cioè un amplificatore al cen-

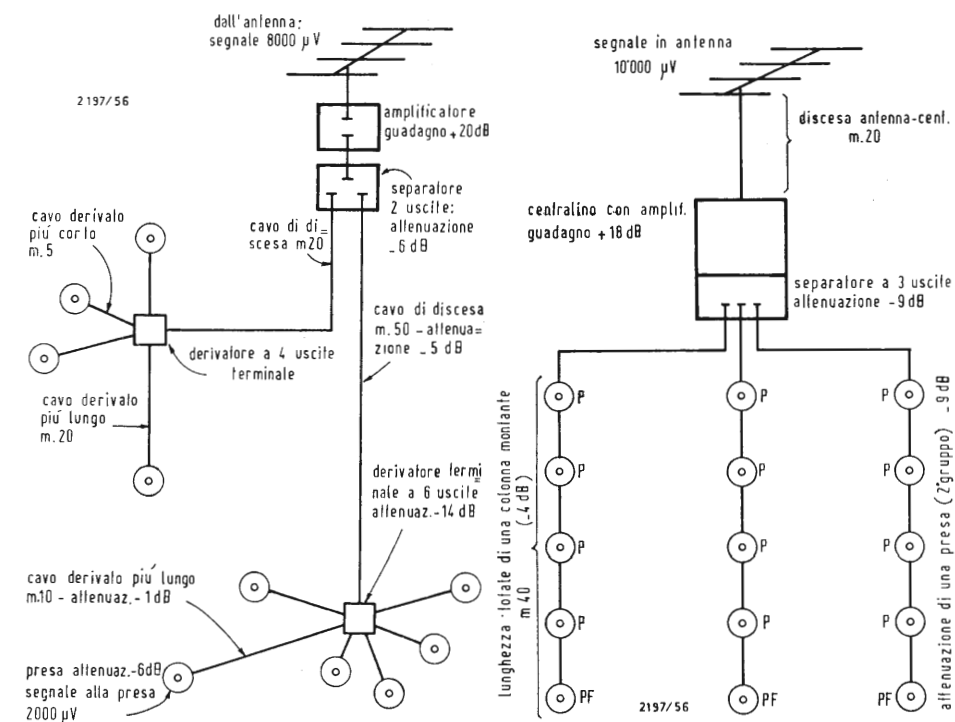



Fig. 31 - Esempio di calcolo delle attenuazioni e guadagni in un impianto elementare. Il totale dei dB è: + 20 — 6 — 5 — 14 — 1 — 6 = 12 dB. Il segnale alla presa è ¼ del segnale captato dall'antenna = 2.000 μV.

Fig. 33 - Esempio di calcolo delle attenuazioni più guadagni in un impianto con prese in cascata. La presa più lontana (presa terminale PF di una colonna) ha una attenuazione totale di: — 2 + + 18 — 9 — 4 — 9 = — 6 dB. Il segnale in questa presa è ½ di 10.000 μV.

tralino capace di tale guadagno che, vediamo dalla tabella di fig. 30, dovrà essere di + 20 dB.
Con tale amplificatore inserito tra discesa di antenna e rete di distribuzione avremo dunque alla presa più attenuata un giusto segnale di utilizzo di 2000 μV.
Ora facciamo il conto totale, delle attenuazioni e dei guadagni, a riprova del calcolo precedente

totale attenuazioni	=	— 32 dB
totale guadagni	=	+ 20 dB
Totale (negativo)		— 12 dB

Il totale è negativo essendo le perdite superiori ai guadagni e quindi il segnale alla presa in esame sarà inferiore di quello d'antenna. Poichè 12 dB di perdita rappresentano un rapporto di $\frac{1}{4}$, noi avremo alla presa 8000 μV × 0,25 = 2000 μV. Come avevamo calcolato precedentemente.
Sempre guardando lo schema di fig. 31, potrebbe essere utile o comunque interessante conoscere l'intensità del segnale alla presa meno attenuata, anche per assicurarci che a questa presa non sia presente una tensione di utilizzo troppo elevata che potrebbe compromettere ugualmente la buona ricezione.
Consideriamo allora la presa derivata con cavo più corto al derivatore a 4 uscite dell'altra colonna montante (colonna più corta essendo di m. 20 anzichè m. 50). Facciamo il totale delle attenuazioni:

Cavo (m. 5 + m. 20) m. 25	— 2,5 dB
separatore a 2 uscite	— 6 dB
Deriv. terminale a 4 uscite	— 11 dB
presa	— 6 dB
Totale attenuazioni	— 25,5 dB

Totale attenuazioni	— 25,5 dB
Totale guadagni	+ 20 dB
Totale negativo (perdita)	— 5,5 dB

Il segnale d'inizio di 8000 μV verrà pertanto all'incirca dimezzato (6 dB = 0,5 V. tabella dei decibel) ed avremo alla presa con maggior segnale una tensione di 4000 μV circa.

In fig. 33 vi è un esempio di impianto in cui la rete di distribuzione è realizzata con presa in cascata sulle colonne montanti. Calcoliamo, anche in questo caso, il segnale alla presa più lontana. Ammettiamo ancora di dover ricevere una emissione sul canale *D* e di fare uso di cavo che, a tale frequenza, abbia una attenuazione di dB per 100 mt, come per il caso precedente.
L'intensità del segnale, captato dall'antenna, sia di 10.000 μV. Tra antenna e centralino si presume di dovere impiegare 20 m. di cavo.
La presa in esame, della quale ci interessa di conoscere l'entità di segnale, sarà quella più lontana e cioè una delle prese finali PF per le quali incide la lunghezza totale del cavo impiegato per quella colonna montante.

Le attenuazioni che ci interessano sono allora:

20 m. di cavo per la discesa antenna-centralino	=	— 2 dB
attenuazioni del separatore a 3 uscite (V. tabella)	=	— 9 dB
40 m. di cavo della colonna montante	=	— 4 dB
attenuazione della presa (2° gruppo - V. tabella)	=	— 9 dB
		—24 dB

L'intensità del segnale alla presa PF sarà dunque, se non impiegassimo alcun amplificatore al centralino per compensare le varie perdite, di 10.000 μV attenuati di 24 dB. Pari a 20 + 4 dB e cioè 1/10 di 0,63 del segnale in antenna.

$$\frac{10.000}{10} \times 0{,}63 = 630\ \mu V$$

Un tale valore sarebbe insufficiente per una perfetta ricezione. Se noi inseriamo nell'impianto un amplificatore avente un guadagno di 18 dB moltiplichiamo per otto questo segnale ed avremo così alla presa più lontana:

$$630 \times 8 = 5040\ \mu V$$

intensità più che sufficiente per una buona ricezione. Si sarà notato che, ove esistano prese in cascata su una discesa, il calcolo delle attenuazioni si deve effettuare considerando solo l'attenuazione di una presa (quella che ci interessa) non tenendo conto, naturalmente, delle altre prese sovrastanti inserite sulla stessa discesa e che non interessano agli effetti del conteggio delle attenuazioni. Infatti il segnale

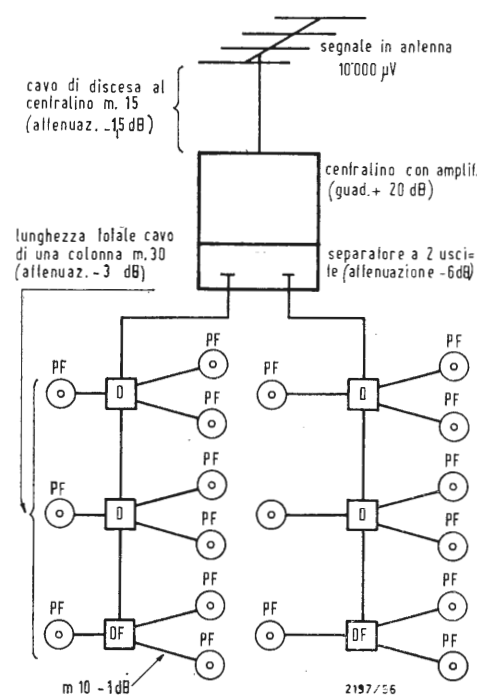



Fig. 34 - I derivatori *D* e *DF* essendo 3 di 3 uscite cadauno (per ogni colonna montante) creano 9 diramazioni e pertanto appartengono al 3° gruppo con attenuazione di — 12 dB. Le prese *PF*, una per ogni diramazione, sono terminali e del 1° gruppo ed attenuano — 6 dB. Il collegamento più lungo tra presa e derivatore finale di una colonna è di 10 metri e cioè attenua — 1 dB. L'attenuazione totale per questa presa sarà: — 6 — 1 — 12 — 3 — 6 — 1,5 = — 29,5 dB; lo amplificatore nel centralino guadagna + 20 dB. Totale quindi = — 9,5 dB.

viene attenuato solo dalla resistenza interposta tra presa di utilizzo e cavo di discesa. Le resistenze delle altre prese restano pertanto escluse. È ovvio che se le prese allacciate alla discesa sono tante, il gruppo di appartenenza sarà più alto e conseguentemente l'attenuazione aumenta (V. tabella fig. 32).
Facciamo ora un esempio di conteggio delle attenuazioni in una rete di distribuzione facente uso di derivatori inseriti lungo la colonna montante (fig. 34). Anche in questo caso immaginiamo di dover distribuire un segnale emesso sul canale *D* e di usare un cavo che a questa frequenza attenui 10 dB per 100 m.
Se consideriamo una presa allacciata ad un derivatore finale, cioè una presa alla quale giungerà il segnale più basso data la lunghezza del cavo interposto per alimentarla, la somma di tutte le attenuazioni dell'impianto sarà:

attenuaz. cavo discesa antenna - centralino	=	— 1,5 dB
» separatore a due uscite	=	— 6 dB
» cavo colonna montante	=	— 3 dB
» derivatore cui si dirama la presa (3° gruppo)	=	— 12 dB
» cavo allacciamento derivatore-presa	=	— 1 dB
» presa (1° gruppo)	=	— 6 dB
Totale attenuazioni		— 29,5 dB

Anche, in questo caso, come per le prese in cascata, è solo il derivatore dal quale si dirama la presa interessata che gioca agli effetti del conteggio delle attenuazioni ed il suo gruppo di appartenenza ne determina l'intensità come da tabella di fig. 32.

sigla	attenuazione	gruppo	presa intermedia	presa finale	deriv. intermedio e N° uscite	derivat. finale e N° uscite	separat. e N° uscite
A	- 18	IV			X 4		
B	-18	IV			X 2		
C	-18	IV	X				
D	-18	IV				X 2	
E	-12	III	X				
F	-12	III		X			
G	-12	III			X 4		
H	-18	IV		X			
I	-9	II	X				
L	-9	II		X			
M	-6	I	X				
N	-6	I		X			
O	-6	I				X 2	X 2
P	-12	III			X 2		
Q	-12	III			X 1		
R	-12	III				X1	
S	-14						X 6

2197/56

Fig. 35 *b* - Tabella dei tipi di apparecchiature ed attenuazioni.

5. - CALCOLO DELLE ATTENUAZIONI IN UN IMPIANTO CHE PROVVEDE ALLA DISTRIBUZIONE DI DUE O PIÙ PROGRAMMI MISCELATI

Sino ad ora abbiamo preso in considerazione impianti per la distribuzione di un solo segnale e per tale frequenza abbiamo calcolato l'attenuazione del cavo che serve a trasportare l'energia a radio frequenza dal centralino o dall'antenna, alla presa della quale ci interessava conoscere l'intensità del segnale da utilizzare. Ma, come abbiamo visto all'inizio di questo trattato, (vedi fig. 2) può verificarsi il caso (assai frequente in verità dato che ogni impianto centralizzato consente la distribuzione di almeno due programmi) che due frequenze diverse debbano essere ricevute, amplificate e convogliate ad ogni singola presa di utilizzo. Le due frequenze possono essere molto diverse e per ognuna di esse il cavo che serve alla distribuzione si comporterà in modo assai diverso: esso attenuerà di più il segnale a frequenza più alta che non quello a frequenza più bassa e pertanto il conteggio delle attenuazioni alla stessa presa risulterà più alto per la frequenza più elevata. Se, come avviene in pratica, un programma è emesso su 60 MHz ed un altro su 500 MHz per quest'ultimo la somma delle attenuazioni è assai più elevate e occorrerà dimensionare opportunamente l'amplificatore del segnale a 500 MHz. Inoltre al centralino occorrerà inserire anche un miscelatore dei due segnali e questo apparecchio introdurrà anch'esso un'attenuazione che, se pur debole, dovrà essere tenuta presente nel calcolo.
Le perdite di inserzione di un miscelatore possono variare da 1 a 6 dB a seconda delle prestazioni ed in genere le case costruttrici indicano l'entità di tali perdite: dato, questo, indispensabile al progettista di un impianto.
Il calcolo delle attenuazioni in un impianto distributore di due o più segnali deve avvenire indipendentemente per le due o più frequenze.
Seguiamo l'esempio della fig. 35 dove si può vedere lo schema di un impianto centralizzato atto alla distribuzione di un 1° programma sul canale B (61 ÷ 68 MHz) e di un 2° programma sul canale UHF n° 23 (487 ÷ 494 MHz).
La rete di distribuzione, in questo esempio, è stata immaginata assai complessa e comprendente i vari sistemi considerati.
Ammettiamo che l'antenna per la ricezione del canale *B* capti un segnale di 20.000 μV e che quella del canale 23 (UHF) capti 15.000 μV.
Immaginiamo che il miscelatore impiegato sia con perdita di inserzione di — 3 dB per entrambe le frequenze.
Per ogni tratto di cavo sono indicati i metri. Il cavo impiegato sarà con attenuazione di — 6 dB/100 m. sul canale B e di — 20 dB/100 m. sul canale 23 UHF. La tabella in calce allo schema indica, per ogni apparecchiatura siglata con una lettera dell'alfabeto, la sua denominazione esatta, il gruppo di appartenenza, l'attenuazione e, per i derivatori e i separatori, il numero delle uscite. Ad esempio: il derivatore posto al centro della terza colonna montante e siglato con la lettera *B* è (V. tabella) un derivatore intermedio a due uscite, appartiene al IV gruppo ed ha una attenuazione di — 18 dB (esso appartiene al IV gruppo perchè in quella colonna vi sono 9 prese + un derivatore a 2 bracci totale = 11 utilizzi).

Il 2° derivatore della 1ª colonna montante è pure siglato *B* ed ha le identiche caratteristiche.
Dalla tabella si deduce che l'apparecchiatura siglata con *L*, ha una attenuazione di — 9 dB, appartiene al 2° gruppo e si tratta di un presa finale.
Si deduce ancora che l'apparecchiatura 0 ha — 6 dB di attenuazione, 1° gruppo e si tratta di un derivatore finale a due uscite o, indifferentemente, di un separatore a due uscite.
Ora proviamo a conteggiare tutte le attenuazioni che si sommano al trasporto del segnale sino alla presa di utilizzo L.: Le apparecchiature che giocano alla somma attenuazioni sono: la presa stessa (— 9), il derivatore *B* (— 18), il separatore 0 (— 6), il separatore a 4 uscite del centralino (— 11), il miscelatore del centralino (— 3). Totale — 47 dB.
Il cavo interposto, partendo dall'antenna, ammonta, sino a giungere alla presa *L*, a m. 8 + 15 + 4 + 4 + 4 + 4 + 3 + 3 + 3 + 3 - totale m. 51 (corrispondenti a — 3 dB sul canale *B* e a — 10 dB sul canale 23 UHF).
Il totale delle attenuazioni, per quanto concerne la presa *L*, è di:
— 50 dB sul canale B
— 57 dB sul canale 23 UHF
Conteggiamo ora la somma delle attenuazioni che incidono al trasporto del segnale sulla presa *N* allacciate al derivatore *D* della prima colonna montante.

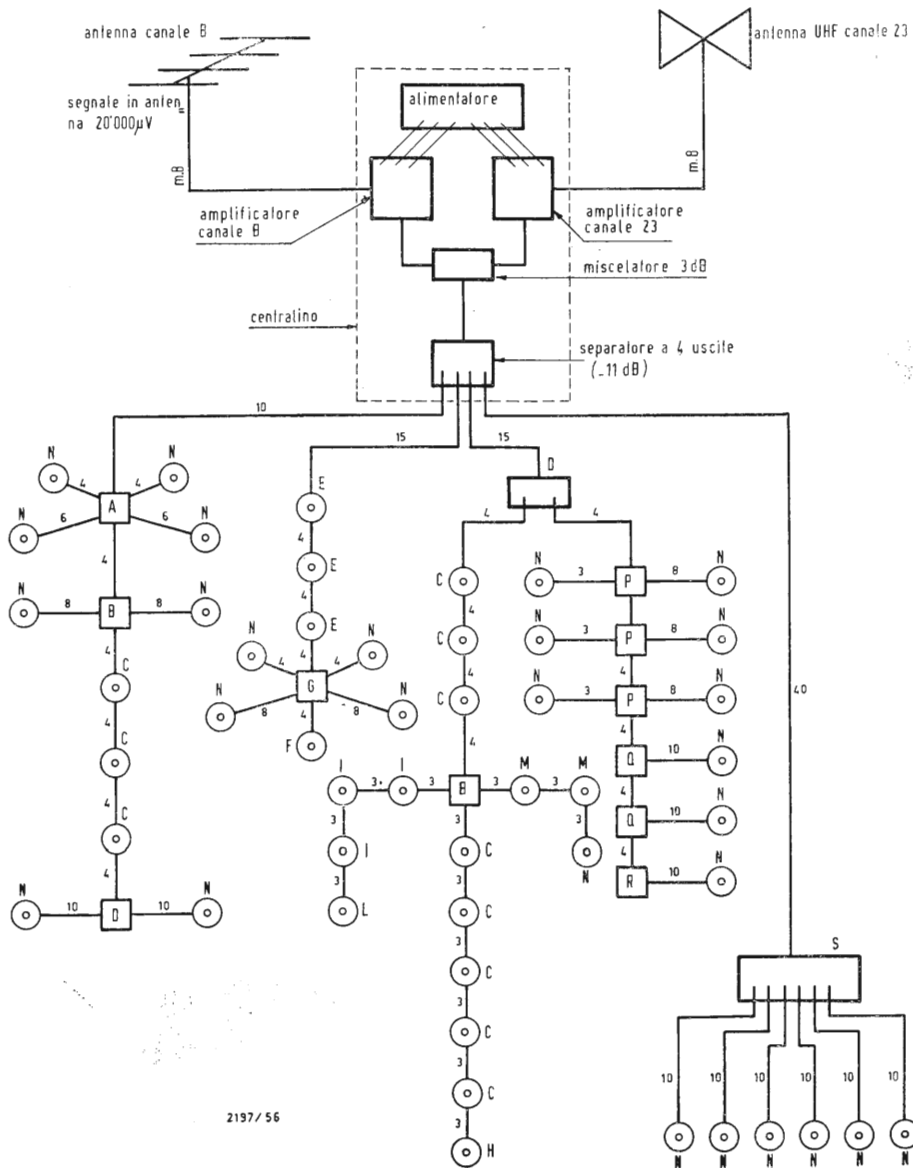



Fig. 35 *a* - Impianto centralizzato con rete di distribuzione mista per la ricezione del 1° programma sul canale B e 2° programma UHF (canale 23) per un totale di 51 prese.

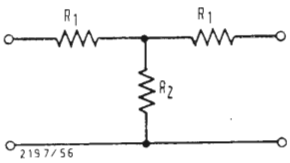



Fig. 36 - Attenuatore a *T*.

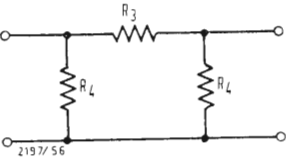



Fig. 37 - Attenuatore a π.

Apparecchiature:

presa *N*	— 6
derivatore *D*	— 18
separatore centralino	— 11
miscelatore	— 3
Totale	— 38

Cavo: m. 8 + 10 + 20 + 10 = m. 48 pari a circa — 3 dB sul canale *B* e a — 10 dB sul canale 23.
Totale attenuazioni sulla presa *N* del derivatore *D* = — 41 dB canale *B*
— 48 dB canale 23
Consideriamo anche il totale delle attenuazioni che interessano una delle prese *N* allacciate al separatore *S* nell'ultima colonna montante:

Presa	— 6 dB
Separatore *S*	— 14 dB
Separatore del centralino	— 11 dB
Miscelatore	— 3 dB
Totale	— 34 dB

Cavo: m. 8 + 40 + 10 = m. 58 pari a circa — 2 dB sul canale *B* e a — 12 dB sul canale 23 UHF
Avremo pertanto un totale di attenuazioni di:
— 36 dB sul canale B
— 46 dB sul canale 23 UHF
La presa più attenuata è, evidentemente, dopo questa serie di conteggi nei diversi punti di utilizzo della rete di distribuzione di fig. 35, quella contrassegnata con la sigla *L*. Essa infatti è l'ultima presa di una colonna creata su un braccio di un derivatore che fa parte di una serie di prelievi da una colonna montante caricata da un considerevole numero di prese di utilizzo. Il derivatore *B* e tutte le prese *C* e la *H* assommano ad un totale di prelievi pari a undici ed appartengono pertanto al 4° gruppo che, come si è detto, usano resistenze *R* di disaccoppiamento di 470 Ω e che hanno una attenuazione di — 18 dB (tab. fig. 32).
La presa *L* e tutte le prese *I* inserite sulla stessa colonna montante in n. di 4, appartengono al 2° gruppo, con attenuazione di — 9 dB (Vedi tab. fig. 32).
Ora poichè questa colonna montante è derivata dal derivatore *B*, risultano da conteggiare: i 9 dB della presa *L* ed i 18 dB del derivatore *B*. Tutto inoltre è proveniente da un morsetto del separatore a 4 uscite posto nel centralino, per cui anche l'attenuazione di quest'ultimo separatore va a sommarsi al totale.
La lunghezza del cavo percorso dal segnale per giungere alla presa *L* è poi notevole ed il risultato è, come abbiamo visto, di — 50 dB sul canle *B* e — 57 dB sul Canale UHF.
Se noi osserviamo nella tabella di fig. 30 a quale rapporto di tensioni corrisponde il valore trovato in dB, vediamo subito che a 56 dB corrisponde, nella colonna delle perdite, un moltiplicare per 0,0016 ed a 1 dB moltiplicare per 0,9 (0,0016 × 0,9 = 0,0014 = attenuazione di 57 dB). Cioè in definitiva, alla presa *L* avremo per il canale 23 UHF il segnale in antenna di 15.000 µV moltiplicato per 0,0014 e cioè 21 µV più o meno e per il canale *B* (per cui l'attenuazione totale è di 50 dB, dalla tabella equivalente ad un moltiplicare per 0,0032) 20000 µV × 0,032 = 64 µV.
Ora, abbiamo già detto che l'entità del segnale alla presa di utilizzo si dovrebbe aggirare sui 2000 µV (questo valore tiene già conto di un certo margine di sicurezza e delle diminuzioni dei guadagni negli amplificatori dovuta ad indebolimento nell'efficenza della valvola dopo un certo periodo d'uso). Ciò significa che, per avere alla presa *L* una sicura utilizzazione noi dovremmo amplificare almeno per 90 il segnale del canale 23 (UHF) (90 × 21 = 1890 µV) e per 30 il segnale del canale *B* (30 × 64 = 1920 µV) per ottenere così circa la stessa intensità alla presa, dei due programmi.

Dalla tabella dei decibel di fig. 30 riscontriamo che un guadagno di 90 corrisponde a circa 40 dB ed un guadagno di 30 a circa 30 dB. Dobbiamo perciò al centralino inserire i due amplificatori con i guadagni così calcolati per avere alla presa più attenuata il segnale sufficiente sia sul canale B che sul canale 23.

Potremmo anche impiegare amplificatori di guadagno inferiore se incrementassimo l'intensità del segnale captato dalle antenne. In questo caso, ad esempio, potremmo scendere col guadagno dell'amplificatore UHF da 40 a 34 dB se potessimo disporre di un'antenna, su questo canale, più efficiente di 6 dB (cioè del doppio) rispetto a quella precedentemente scelta e che poteva captare i 15.000 μV: avremmo dunque 30.000 μV in antenna, un guadagno in amplificazione di 34 dB ed una perdita complessiva (sempre riferendoci alla presa L) di —57 dB; 34—57 = —23 dB. Perderemmo dunque 23 dB alla presa L rispetto al segnale captato in antenna di 30.000 μV. 23 dB di perdita corrispondono a 20 + 3 dB e cioè moltiplicare per 0,1 × 0,7 = 0,07. Avremmo dunque alla presa un segnale di 30.000 × 0,07 = 2.100 μV.

Cioè circa lo stesso segnale precedentemente calcolato per un segnale in antenna di 15.000 μV con amplificatore di 40 dB di guadagno.

In definitiva è indifferente aumentare il guadagno dell'amplificatore o quello dell'antenna: il risultato finale non cambia agli effetti di ottenere un servizio utile alla presa che ci interessa. Certo è che, agli effetti pratici, un incremento di 6 dB nel guadagno di una antenna è assai facile partendo dal semplice dipolo ad altrettanto difficile e costoso se si vuole maggiorare di tale guadagno una antenna che era già in partenza di elevato numero di elementi.

Per cui, se ci si dovesse trovare nella necessità di incrementare di 6 dB un segnale in un impianto centralizzato facente uso di una antenna già di 10 elementi, per esempio, è assai più conveniente e più spiccio maggiorare il guadagno dell'amplificatore sostituendolo oppure aggiungendo un secondo amplificatore in cascata a quello esistente.

A parte l'alternativa, ultimamente suggerita a mo' di esempio, di maggiorare l'efficienza dell'antenna di 6 dB e di diminuire il guadagno dell'amplificatore da 40 a 34 dB, indicata solo per chiarire all'installatore che si accinge dl calcolo di un impianto il meccanismo delle attenuazioni e dei guadagni, consideriamo ora, sempre nell'impianto di figura 35, una delle prese meno attenuate, ad esempio la prima presa E della 2ª colonna montante. Essa trovasi in un piano alto del fabbricato e quindi relativamente vicina al centralino, inoltre appartiene ad una colonna con solo 8 prelievi (4 prese e 4 bracci del derivatore G) ed appartiene perciò al III gruppo. La sua attenuazione è di — 12 dB che aggiunti agli 11 dB del separatore ed ai 3 dB del miscelatore fanno un totale di — 26 dB. Il cavo in gioco ammonta a m. 15 + m. 8 = m. 23. Per il canale 23 UHF, poichè il cavo attenua 20 dB per 100 m., avremo una attenuazione di 20 × 23/100 = 4,6 dB che aggiunti ai — 26 dB prima trovati ci danno una attenuazione totale alla presa di — 30,6 dB.

L'amplificatore, abbiamo visto, dovrà avere sul canale 23 UHF un guadagno di 40 dB perchè possa giungere un segnale utile alla presa L precedentemente considerata e perciò 40 — 30,6 = + 9,4 abbiamo un incremento di 9,4 dB, rispetto al segnale in antenna (15.000 μV), alla presa E.

I 9,4 dB corrispondono circa, in guadagno, a moltiplicare per 3. Avremo così a questa presa un segnale di ben 45.000 μV sul canale 23 UHF. Un segnale così intenso può dar luogo ad inconvenienti serî in quei televisori il cui controllo automatico del guadagno non sia bene efficiente o il cui stadio preamplificatore sia realizzato con una valvola che saturi a questo livello di segnale e pertanto l'installatore avveduto potrà provvedere ad inserire nella presa stessa o, meglio, nel cordone di allacciamento tra presa e televisore di quell'utente un *attenuatore*, di cui egli conoscerà il valore di attenuazione in dB.

In questo caso sarà sufficiente attenuare il segnale da 45.000 μV a 10.000 μV circa e sceglierà dunque un attenuatore di — 12 dB (moltiplicare per 0,25) — (45.000 × 0,25 = 11.250 μV).

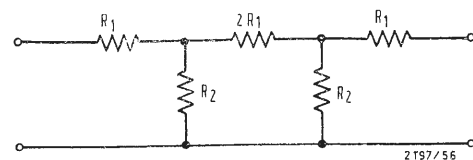



Fig. 38 - Due cellule di attenuatore a T disposte in cascata.

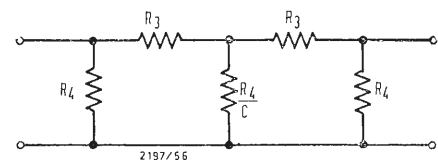



Fig. 39 - Due cellule di attenuatore a π disposte in cascata.

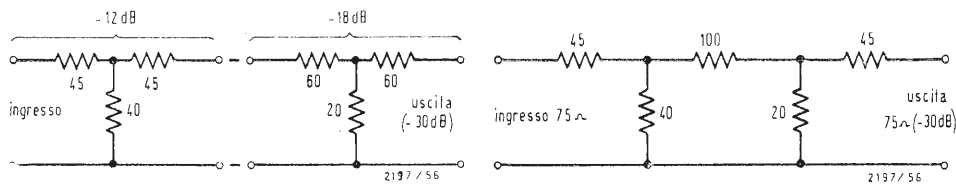



Fig. 41 - Collegamento in cascata di un attenuatore da 12 dB ed uno da 18 dB per ottenere un'attenuazione di 30 dB.

Fig. 42 - Realizzazione pratica di un attenuatore da 30 dB ricavato dallo schema di fig. 41, in cui le due resistenze da 45 e da 60 Ω collegate in serie sono sostituite da una sola resistenza da 100 Ω (il valore esatto sarebbe 105 Ω).

	Iens. ing. / Iens. usc.		figura 36		figura 37	
	rapp. di attenuazione	– dB	R1 Ω	R2 Ω	R3 Ω	R4 Ω
realizzazione raccomandabile	2	6	25	100	56	225
	4	12	45	40	141	125
	8	18	58	19	295	96
	10	20	61	15	371	92
realizzazione non raccomandabile	20	26	68	7,5	748	83
	31,6	30	70	4,74	1195	80
	63	36	72	2,4	2360	77
	100	40	73	1,5	3750	75

2197/56

Fig. 40 - Tabella per la determinazione di R negli attenuatori a T e a π con impedenza d'ingresso = impedenza d'uscita = 75 Ω.

6. - ATTENUATORI

Sono dunque dispositivi costituiti da resistenze che, inseriti opportunamente in una linea di trasporto di un segnale ne determinano una attenuazione fissa o variabile, comunque nota, senza alterare i valori di impedenza della terminazione della linea stessa. In generale un attenuatore posto alla terminazione di una linea rappresenta sempre un carico ideale e rigorosamente preciso.

È per tale ragione che, quando ci si trova alla presenza di una tensione di segnale elevata, il dovere inserire un attenuatore all'utilizzo di una terminazione di linea, significa garanzia di perfetto adattamento di impedenza. Quanto maggiore è l'attenuazione necessaria e tanto più preciso sarà in ogni modo il carico che noi daremo a quella linea con sicurezza di avere praticamente annullato le onde stazionarie su quel tratto di cavo terminante con un attenuatore.

Come si è accennato precedentemente, è quindi consigliabile di collocare questo dispositivo in fondo al cavo che dovrà allacciare il televisore alla presa di un impianto e cioè subito prima dei morsetti d'antenna dello stesso televisore. Saremmo certi così di evitare il crearsi di onde stazionarie, per imperfetto valore d'impedenza d'ingresso del televisore, lungo il tratto di cavo volante che collegherà il televisore alla presa.

Gli schemi più usati di attenuatori fissi sono quelli rappresentati nelle figure 36 (a T) e 37 (a pi greca).

Se il valore di attenuazione richiesto fosse molto elevato (per esempio oltre i 20 dB) è consigliabile disporre due o più attenuatori in cascata del tipo a T (fig. 38) o del tipo a pi greca (fig. 39) ad evitare l'uso di resistenze o di valore troppo basso o di precisione richiesta troppo elevata. Per poter calcolare un attenuatore, occorre conoscere il rapporto di attenuazione desiderato ed il valore dell'impedenza d'ingresso e di uscita richiesto.

Negli schemi di fig. 36-37-38 e 39 sono rappresentati attenuatori che hanno impedenza d'ingresso = all'impedenza di uscita. Poichè, per quanto ci interessa, il valore di impedenza nel caso di impianti centralizzati che fanno uso di cavo coassiale è di 75 Ω, abbiamo creato una tabella con i valori delle resistenze già calcolati in base a questa impedenza di ingresso e di uscita e per diversi rapporti di attenuazione, indicando anche i dB (fig. 40).

Si tenga presente che le resistenze debbono essere del tipo antiduttivo e quindi non costruite in filo ma in corpo carbonioso non spiralizzato.

Come è evidente, per attenuatori superiori ai 20 dB, non è consigliabile la costruzione di una sola cellula ma è assai più esatto e conveniente costruire due o più cellule di attenuazione tale, in dB, che la somma sia quella che interessa. Es.: Dovendo realizzare un attenuatore di 30 dB, avente impedenza di ingresso e di uscita di 75 Ω, esso potrebbe essere costruito sullo schema di fig. 36 (a T) usando due resistenze da 70 Ω/(R_1) in serie sul lato caldo del cavo, ed una resistenza da 4,74 Ω (R_2) collegata tra la calza (massa) ed il punto di unione delle due resistenze R_1. Ora non si altererà molto il valore di attenuazione usando una resistenza da 5 Ω al posto dei necessari 4,74 per R_2; ma sarà assai difficile poter disporre di una resistenza *antinduttiva* di valore così basso. Si può brillantemente girare l'ostacolo costruendo due attenuatori, uno da 12 dB e l'altro da 18 dB (totale 30 dB), e collegarli uno dopo l'altro (v. fig. 41): Per il 12 dB R_1 sarà 45 Ω ed R_2 40 Ω. Per il 18 dB R_1 sarà 60 Ω ed R_2 sarà 20 Ω. In figura 42 è visibile lo schema della realizzazione pratica in cui le due resistenze da 45 e da 60 Ω in serie sono sostituire da una sola da 100 Ω (105 Ω).

Se si avesse dovuto realizzare un attenuatore a due cellule uguali, ad esempio un attenuatore da 24 dB impiegando deu cellule da 12 dB l'una, avremmo costruito una rete di attenuazione come da schema di fig. 38 ed i valori della resistenze, ricavati dalla tabella in corrispondenza dei 12 dB, sarebbero i seguenti:

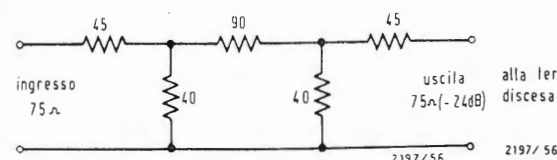



Fig. 43 - Realizzazione di un attenuatore a doppia cellula da 24 dB (2 attenuatori da 12 dB posti uno dopo l'altro).

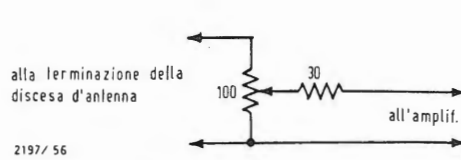



Fig. 45 - Semplice attenuatore variabile con impedenza d'ingresso e d'uscita 75 Ω ed attenuazione da 4 a 40 dB.

	tensione ingresso / tensione uscita	R1 R2 R3 75Ω 300Ω		
-dB	rapporto di attenuazione	R_1Ω	R_2Ω	R_3Ω
12	4	5	260	80
14	5	18,5	262,5	62,5
18	8	39,5	272	38
20	10	46	276	30

2197/56

Fig. 44 - Tabella per il calcolo di un attenuatore a T avente impedenza d'ingresso = 75 Ω e impedenza d'uscita = 300 Ω.

R_1 = 45 Ω
R_2 = 40 Ω
2 R_1 = 90 Ω (2 × 45)

Lo schema di un simile attenuatore a doppia cellula, da 24 dB di attenuazione, è rappresentato in fig. 43.

In un impianto centralizzato assai spesso necessita l'uso di attenuatori e vediamo in quali casi più sovente capita di ricorrere ad essi:

a) Quando il segnale captato dell'antenna è di intensità tale da essere troppo elevato per essere inserito all'ingresso dell'amplificatore, che potrebbe venirne saturato, e troppo debole per alimentare direttamente la rete di distribuzione senza far uso di un amplificatore interposto.

b) Quando in una rete di distribuzione a più colonne montanti, una o più colonne debbano alimentare un numero esiguo di prese che verrebbero ad avere un numero assai elevato rispetto a quello delle prese delle altre colonne montanti.

c) Quando occorrerà dimensionare opportunamente il livello di due o più segnali diversi miscelati nell'impianto, in modo da distribuirli con intensità uguali alle varie prese.

d) Ed infine, come si è detto, quando ad una o più prese di un impianto, per ragioni di distribuzione o perchè l'attenuazione del cavo che le alimenta è bassa, il segnale è molto elevato.

In questo caso l'attenuatore è bene sia posto alla fine del cordone di allacciamento tra presa e televisore e cioè vicino ai morsetti d'antenna del televisore stesso. Poichè occorre, alla terminazione del cordone di allacciamento, disporre sempre di un dispositivo di adattamento d'impedenza perchè i morsetti di antenna di ogni televisore, secondo le convenzioni stabilite per il nostro standard, hanno un'impedenza di 300 Ω (contro i 75 Ω di tutte le apparecchiature, impiegate per la realizzazione dell'impianto), l'attenuatore, qualora si dovesse impiegare, potrebbe funzionare anche da adattatore di impedenza sempre che sia calcolato per una impedenza di ingresso di 75 Ω ed una impedenza di uscita di 300 Ω.

Su questo argomento si tratterà avanti quando parleremo dei cordoni di allacciamento tra presa e televisore.

Per il momento riportiamo una tabella (fig. 44) per la determinazione dei valori delle resistenze in un attenuatore del tipo a T avente impedenza all'ingresso = 75 Ω ed impedenza all'uscita = 300 Ω. Questi tipi di attenuatori servono dunque anche come traslatori per l'adattamento di impedenza terminale in un cordone di allacciamento, oltre che per attenuare il segnale.

6.1. - Attenuatori variabili

Si trovano sul mercato attenuatori con rapporto di attenuazione variabile con continuità.

È molto utile l'uso di simili apparecchiature poste sul centralino di un impianto multiplo quando vi sono più programmi da distribuire alle prese di utilizzo e, particolarmente, quando i segnali captati dalle antenne dei due o più canali, hanno intensità diverse. La funzione dell'attenuatore variabile, posto generalmente alla discesa d'antenna, prima di entrare nell'amplificatore, è quella di livellare i segnali in modo che, all'uscita degli amplificatori, le intensità siano più o meno uniformi per tutte le frequenze ed i segnali così livellati possano essere miscelati senza dar luogo ad inconvenienti dovuti quando due o più segnali hanno valori d'ampiezza molto dissimili.

In fig. 45 è riportato lo schema più semplice di un attenuatore variabile. Esso, sebbene non risponda esattamente ai requisiti ideali richiesti, cioè di mantenere rigorosamente costante l'impedenza d'ingresso e di uscita, tuttavia serve egregiamente allo scopo di permettere una regolazione del segnale pur mantenendo un carico, alla terminazione della discesa, che permetterà di contenere in un valore ammissibile le onde stazionarie. *(continua)*

Eugenio Turello

Su un televisore sperimentale a colori autocostruito

È STATO REALIZZATO in collaborazione tra l'Istituto Professionale Statale di Asti e la Micron Radio & TV di Asti.

La sua costruzione ha impegnato diversi allievi fra i mesi di luglio e dicembre del 1964; le prime immagini, non perfette, ma con i colori corretti, sono comparse sullo schermo all'inizio del 1965.

Il solo materiale speciale ottenuto dalla PHILIPS (costruzione olandese) consiste in 5 componenti; tutto il resto (persino lo zoccolo per il cinescopio!) è stato costruito espressamente con molta pazienza, oppure proviene dai componenti normali della tecnica in bianco e nero.

I 5 componenti speciali sono:
— Cinescopio tricromico a tre cannoni (shadow-mask), Philips AX53-14, rotondo, diametro 21″; AET 25 kV; angolo di deflessione 70°;
— Unità di deflessione a 70° tipo AT1014;
— Unità di convergenza statica e dinamica AT1015;
— Trasformatore d'uscita orizzontale AT2041;
— Quarzo f_0 = 4,429687 (precisione 10^{-6}).

Intuitivamente, le maggiori difficoltà sono state incontrate nella realizzazione della convergenza dinamica, del decoder e della linea di ritardo che nel caso specifico deve presentare una Z = 4000 Ω ed un ritardo di 0,8μsec.

Il sintonizzatore UHF è un PHILIPS transistorizzato, mentre il VHF è normale a valvole.

Totale delle valvole impiegate n° 24 di cui 8 per la sola crominanza.

Escludendo i due sintonizzatori, vi sono impiegati 240 resistori, 200 condensatori e 60 induttanze; queste ultime tutte realizzate espressamente e senz'alcun dato costruttivo (neppure la L o la f di lavoro). Oltre a diversi trasformatori.

L'alimentazione anodica è ottenuta con due diodi al silicio BY100 in parallelo. Consumo dell'intero ricevitore: 320 W.

Il funzionamento è previsto per lo standard NTSC europeizzato e la rivelazione ad alto livello avviene secondo gli assi X — Z a mezzo di triodi demodulatori sincroni, ai quali la tensione di riferimento (prodotta dall'oscillatore quarzato per la ricostituzione della subportante soppressa) è iniettata sui catodi.

La ricezione dei programmi a colori avviene dalla stazione di Torino UHF.

Il circuito base è quello riportato dalla pubblicazione «Montages experimentaux pour la television en couleurs» edito dalla PHILIPS ELECTRONIC DEVELOPMENT DEPARTMENT. *A*

Luigi Cesone

Tecnologia e prospettive di applicazione delle pile a combustibile*

Una notizia che nessuno esiterebbe a qualificare sensazionale, ci è recentemente pervenuta dalla Svizzera: trattasi della annunciata scoperta di un nuovo tipo di elettrolita che sarebbe in grado di accrescere assai sensibilmente la capacità di una tradizionale batteria di accumulatori e di permettere quindi, fra i numerosi altri aspetti applicativi, anche la tanto auspicata realizzazione di una vettura automobilistica a trazione completamente elettrica. Nell'attesa che siano diffuse esaurienti precisazioni tecniche sull'argomento, certamente molto interessante per le ampie possibilità applicative di un tale dispositivo in numerosi settori tecnici ed industriali, non dobbiamo trascurare un altro aspetto altrettanto interessante relativo alla produzione di energia elettrica con mezzi autonomi: intendiamo riferirci alle cosiddette pile a combustibile, al perfezionamento delle quali sta attualmente lavorando con notevolissimo ardore una vasta schiera di ricercatori e di tecnici.
In un momento in cui questi ultimi dispositivi di produzione dell'energia elettrica hanno conquistato anche l'attenzione del gran pubblico in relazione al loro noto utilizzo a bordo di veicoli spaziali, è dunque doveroso considerare l'argomento da un punto di vista più strettamente tecnico, con il chiederci a qual punto siano attualmente le ricerche in questo settore, e quali siano, su una base concretamente tecnica, le future prospettive di impiego di queste fonti di energia. Queste, appunto, sono le domande che l'autore del presente articolo ha posto ai tecnici di numerose Società interessate alla soluzione di questo problema.

Le cosiddette pile a combustibile rientrano nella categoria dei generatori elettrici di natura elettrochimica, i quali possono essere appunto suddivisi in tre grandi classi:
a) le pile di tipo voltaico;
b) gli accumulatori;
c) le pile a combustibile.

Questi tre tipi di generatori elettrici sono tutti basati su un medesimo principio, nel senso che, per produrre elettricità, essi sfruttano gli effetti di una reazione chimica di ossido-riduzione attuata fra una coppia di particolari sostanze. Naturalmente, ciascuna delle tre classi richiamate prevede delle realizzazioni pratiche particolari, fondate su procedimenti assolutamente diversi. Le pile ordinarie infatti, utilizzano due elettrodi di natura differente (zinco e rame, per esempio) immersi in un elettrolita conduttore di natura solida pastosa o liquida a seconda dei casi. Gli accumulatori, d'altra parte, possiedono degli elettrodi di natura identica. Si badi che quanto or ora affermato è valido unicamente in via teorica e generale. È noto infatti che gli elettrodi degli accumulatori sono, in pratica, di costituzione tecnologica differente e che subiscono una trasformazione chimica nel corso della carica per riassumere la iniziale natura durante la fase di scarica, per lo meno per quanto concerne gli accumulatori al piombo. Nei due casi esaminati, la produzione di elettricità è ottenuta dalla trasformazione degli elettrodi i quali rivestono dunque una funzione essenziale.
Nelle pile a combustibile, al contrario, gli elettrodi svolgono (se così possiamo dire) una funzione accessoria *nel senso che essi non subiscono alcuna modificazione nel corso nelle reazioni chimiche* che presiedono al funzionamento della pila. Loro funzione è invece quella di costituire una « barriera » fra le due sostanze reagenti, che possono essere di natura liquida o gassosa, e di permettere la « materializzazione » della differenza di potenziale. Ci accorgeremo tuttavia, che gli elettrodi rappresentano uno dei più spinosi problemi da risolvere per la realizzazione delle pile a combustibile.
Da quanto abbiamo affermato, si deduce che la capacità elettrica delle pile ordinarie e degli accumulatori è limitata dalla natura costitutiva e dalle dimensioni degli elettrodi. Altri fenomeni contribuiscono a detta limitazione, e diventano preponderanti a proposito del fenomeno di polarizzazione delle pile ordinarie, sebbene sia possibile combatterli con più o meno successo. Nel caso di pile a combustibile, la capacità elettrica è limitata unicamente dai reagenti. Poichè tuttavia questi ultimi sono rinnovabili con notevole facilità, l'unica limitazione alla capacità della pila è rappresentata dalla quantità di reagenti di cui è possibile disporre. Questo è appunto uno dei principali vantaggi delle pile a combustibile nei confronti delle pile ordinarie e degli accumulatori.

Si noti, inoltre, che la pila a combustibile presenta anche dei vantaggi preponderanti nei confronti dei generatori elettromeccanici quali le macchine termiche, le dinamo, gli alternatori, ecc. Ecco qui di seguito elencati i principali.
a) Il *rendimento* è teoricamente del 100%. In pratica si riescono ad ottenere dei rendimenti oscillanti intorno al 60%. Sussistono tuttavia buone speranze di poter aumentare tale rendimento in misura assai sensibile nei prossimi anni.

b) Il *funzionamento è statico e silenzioso*. I problemi relativi al mantenimento sono conseguentemente ridotti alla loro più semplice espressione. Anche nei casi in cui sono necessarie delle pompe per facilitare la circolazione delle sostanze reagenti e dei sottoprodotti, questi problemi sono considerevolmente semplificati.

c) Le pile a combustibile possono essere facilmente collegate in serie, esattamente come gli accumulatori o le pile ordinarie. Se ne può dunque prevedere una costruzione di tipo modulare ed una normalizzazione di cui è evidente l'interesse.

d) Infine, le pile a combustibile funzionano senza liberazione di prodotti nocivi, tanto è vero che l'unico residuo che esse producono è della semplice acqua potabile, la qual cosa può anzi rappresentare un fatto molto interessante nel caso delle applicazioni spaziali.

1. - TECNOLOGIA DELLE PILE A COMBUSTIBILE

Prima di affrontare la trattazione della tecnologia relativa agli elementi costitutivi di una pila a combustibile, ricorderemo a grandi linee i suoi principi di funzionamento.
La fig. 1 rappresenta una sezione schematica di una pila a combustibile. Abbiamo assunto quale esempio della nostra trattazione una pila del tipo idrogeno ossigeno che rappresenta un modello classico. In questo caso, gli elettrodi sono costituiti da un metallo poroso e conduttore, mentre l'elettrolita è una sostanza acida o alcalina che deve necessariamente consentire la conduzione degli ioni.
Le reazioni chimiche avvengono al livello degli elettrodi, all'interno degli stessi. Ai fini esemplificativi, si può considerare l'esistenza di due distinti semicircuiti: l'uno di natura elettronica che passa attraverso il carico di utilizzazione; l'altro, ionico, che attraversa l'elettrolita.
In corrispondenza dell'anodo, l'idrogeno si dissocia in elettroni (e^-) i quali fluiscono attraverso il circuito esterno e raggiungono il catodo, ed in ioni positivi (H^+) i quali attraversano l'elettrolita per pervenire anch'essi sul catodo. In corrispondenza di quest'ultimo elettrodo, gli ioni H^+ e l'ossigeno si combinano dando luogo alla formazione di acqua.

1.1. - Gli elettrodi

Come si è visto, gli elettrodi non subiscono alcuna modifica da parte delle reazioni chimiche, sebbene la loro funzione sia di capitale importanza. Essi, infatti, provvedono a stabilire il collegamento fra i due citati semi-circuiti il cui modo di conducibilità abbiamo visto essere di natura differente; essi devono consentire un buon contatto fra i reagenti gassosi e l'elettrolita.
Gli elettrodi vengono quindi realizzati con dei materiali che presentano una buona conducibilità elettronica e con altri, attivi, il cui potere catalitico favorisca le reazioni desiderate.

Naturalmente, deve essere stabilito un certo numero di compromessi onde conciliare dei fenomeni assai contradditori. Un esempio basterà meglio di ogni altra spiegazione a chiarire ed illustrare questa situazione.

Onde ottenere il maggior numero possibile di reazioni, e pertanto una migliore densità di corrente, si ha tutto l'interesse ad aumentare la quantità dei punti di contatto fra gas, liquido ed elettrodo, in altri termini ad aumentare il numero di pori per centimetro cubo. Attuando questa condizione, l'assorbimento di gas e dell'elettrolita diventa più difficoltoso. Bisogna quindi ricercare un termine medio fra i due estremi rappresentati rispettivamente da un

(*) Rielaborato da *Electronique Industrielle*, novembre 1965, pag. 468.

La parte quarta dell'articolo dell'ing. F. Ghersel "La microelettronica e i transistori ad effetto di campo" verrà pubblicata sul prossimo numero.

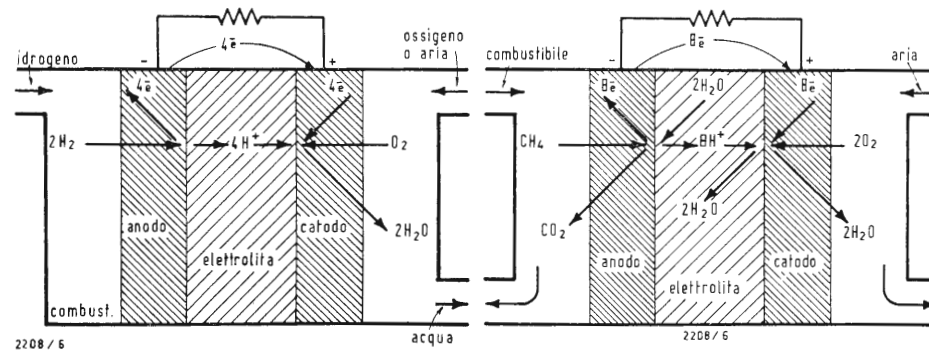



Fig. 1 - Sezione schematica di una pila a combustibile di modello classico. L'idrogeno si dissocia in elettroni i quali fluiscono attraverso il circuito esterno, ed in ioni che attraversano l'elettrolita e si combinano con l'ossigeno dando luogo alla formazione di acqua.

Fig. 3 - Sezione schematica di una pila del tipo a metano. Le reazioni secondarie che si sviluppano durante il funzionamento sono in questo caso ancora poco note. I sottoprodotti di funzionamento sono l'acqua dal lato catodo, e l'anidride carbonica dal lato anodo.

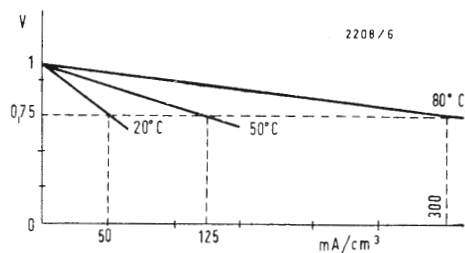



Fig. 2 - Il grafico quivi riprodotto pone in evidenza che la densità di corrente è funzione della temperatura di funzionamento della pila. Facciamo notare a questo proposito che la tensione è funzione del carico e, conseguentemente, della potenza richiesta al dispositivo.

elettrodo assolutamente non poroso ed un elettrodo completamente poroso, vale a dire l'assenza dell'elettrodo stesso. Questo problema della migliore porosità è uno fra i più difficili da risolvere su un piano essenzialmente tecnologico.

Una grande conducibilità elettronica ed una funzione catalizzatrice efficace, tali sono le due qualità principali che si richiedono agli elettrodi. Ad esse occorre aggiungerne almeno altre due: occorre assolutamente evitare che gli elettrodi possano essere corrosi dai reagenti, e bisogna nel contempo attribuire ad essi una robustezza meccanica conciliabile con le esigenze pratiche di impiego del dispositivo.

A questo punto della nostra esposizione, è opportuno far notare che i ricercatori hanno preteso dagli elettrodi una quinta qualità; essi devono poter essere fabbricati con dei materiali non preziosi e conseguentemente economici. Infatti, allo stato attuale della tecnica, i materiali più frequentemente utilizzati in questo settore sono a base di platino o di palladio, entrambi metalli rari e preziosi, anche se, certamente, fra i migliori catalizzatori nella reazione di ossidazione dell'idrogeno. Partendo dal principio che le pile a combustibile dovranno costituire una sorgente di energia di impiego corrente, certamente non riservato a dei settori specifici ove il costo di produzione può anche essere considerato elemento secondario, i tecnici si sono orientati alla ricerca di una altra composizione che possa soddisfare alle differenti e molteplici esigenze suesposte. Per citare un esempio, nell'ambito delle ricerche condotte in questo settore nei laboratori della General Electric Co., si è pervenuti all'impiego del nichel, del boro e dell'argento. Analoghe ricerche sono state compiute in Francia dalla CGE.

L'anodo della pila è stato realizzato con una lega di nichel e boro, mentre il catodo con una lega di argento e nichel. I risultati ottenuti sono già assai incoraggianti, sebbene le ricerche in questo senso non possano ancora considerarsi concluse.

1.2. - L'elettrolita

L'elettrolita deve essere, prima di ogni altra cosa, un ottimo conduttore ionico.

In questo senso è possibile un'ampia scelta fra numerose composizioni derivanti da soluzioni alcaline o acide. In base alla natura dell'elettrolita, si classificano le pile in due categorie:

a) Pile a bassa temperatura: impiegano elettroliti a base di acqua che consentano il funzionamento alla temperatura ambiente. È tuttavia opportuno far notare che il rendimento del dispositivo è tanto migliore quanto più elevata è la temperatura di funzionamento della pila. Ciò è del resto chiaro anche intuitivamente, se si considera che la dissociazione molecolare si verifica più facilmente in corrispondenza delle temperature elevate.

b) Pile ad alta temperatura: in questa classe di pile, il calore viene impiegato per rendere l'elettrolita conduttore di ioni. Le pile di questo tipo sono particolarmente interessanti nel caso in cui si desideri ottenere una potenza specifica elevata impiegando dei combustibili di tipo economico. La temperatura dell'elettrolita può raggiungere i 1000 gradi.

1.3. - Combustibile e comburente

Il combustibile ed il comburente utilizzati nelle pile a combustione possono essere liquidi, solidi od anche gassosi.

I più diffusamente utilizzati allo stato attuale della tecnica in questo settore, sono quelli a base di idrogeno ed ossigeno. Nel caso di reagenti di natura gassosa, questi devono essere impiegati sotto una pressione pari alla pressione capillare dell'elettrolita nei pori degli elettrodi. Alcuni tipi di idrocarburi sono stati utilizzati con più o meno successo: metano ed idrazina, per esempio, hanno dato dei buoni risultati.

Le reazioni chimiche possono essere prodotte a tre diversi livelli, secondo il valore della pressione esercitato dai reagenti: internamente all'elettrodo, lungo le superfici esterne a contatto del combustibile oppure a contatto dell'elettrolita. È evidente che la prima soluzione è quella migliore. Infatti se si costringe l'idrogeno o l'ossigeno ad attraversare ciascuno degli elettrodi, l'idrogeno rischia di « gorgogliare » nell'elettrolita e di influenzare le reazioni sull'elettrodo ad ossigeno. Può inoltre manifestarsi anche il fenomeno inverso. D'altra parte, se la pressione è insufficiente, le reazioni non sono soddisfacenti. I problemi relativi a questi fenomeni sono pressochè simili anche quando si impieghino combustibili e comburenti liquidi.

1.4. - I sottoprodotti

I sottoprodotti generati dalla combinazione del comburente con gli ioni del combustibile devono essere eliminati. Abbiamo accennato che, nel caso di pile idrogeno-ossigeno, questi sottoprodotti sono costituiti da acqua. Tuttavia, quando si ricorra all'impiego di altri tipi di combustibile, possono generarsi dei sottoprodotti di differente natura. Per esempio, una pila a base di metano dà luogo ad acqua e ad anidride carbonica, CO_2.

L'eliminazione di questi residui pone dei problemi la cui soluzione deve essere ricercata nella stessa fase di progetto della pila. Si può far circolare uno dei due gas, od entrambi, in modo da espellere l'acqua all'esterno della pila per ricuperarla successivamente per condensazione; oppure far circolare lo elettrolita onde distillare una parte dell'acqua prodotta. Si noti, tuttavia, che l'estrazione dei sottoprodotti diventa tanto più difficile quanto maggiore è la loro varietà.

2. - ESEMPI DI PILE A COMBUSTIBILE

Non c'è nulla di più semplice per quanto concerne la realizzazione di una pila a combustibile, indipendentemente dalla reazione chimica più conveniente. Le difficoltà si manifestano invece dal momento in cui si esige dalla pila una certa potenza. Questa appunto è la ragione che conduce alla esistenza di un gran numero di soluzioni possibili. Esistono infatti numerosi tipi di pile a combustibile, e se quella ad idrogeno-ossigeno è la più nota, ciò è dovuto unicamente al fatto che essa basa il suo funzionamento su delle reazioni relativamente semplici, delle quali è stato possibile studiare a fondo il meccanismo. È tuttavia assai probabile che in avvenire questo tipo di pila cederà il posto ad altri tipi che consumeranno dei prodotti più comuni.

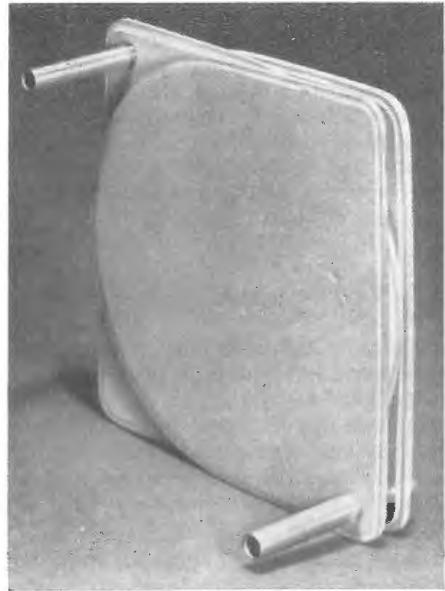
2.1. - Le pile ad idrogeno-ossigeno

Abbiamo affermato che il problema fondamentale è quello di far reagire simultaneamente dei gas ed un elettrolita liquido su due elettrodi solidi. Gli elettrodi devono dunque essere di natura porosa, sebbene le condizioni contraddittorie alle quali essi debbono soddisfare abbiano condotto a differenti soluzioni.

In linea generale, gli elettrodi sono costituiti da diversi strati di materiale con differente grado di porosità.

Le prestazioni attualmente raggiunte sono dell'ordine di qualche decina di milliampere per centimetro quadrato e raggiungono, sotto particolari condizioni, 150 mA/cm², alla temperatura di 20 °C. La densità di corrente prodotta aumenta con il crescere della temperatura. Questo comportamento ci è chiaramente illustrato dal grafico rappresentato in fig. 2. Con riferimento ad esso, si nota che alla temperatura di 20 °C, per una tensione di 0,75 V, la densità di corrente è pari a 50 mA per centimetro quadrato. Alla temperatura di 80 °C, essa passa a 300 mA per centimetro quadrato, a parità di tensione ai morsetti. In realtà, la corrente aumenta di 2,5 volte per ciascun aumento di temperatura pari a 30 °C. Le cifre riportate sono quelle ottenute dalla Compagnie Générale d'Electricité su pile impieganti i nuovi elettrodi a base di nichel.

Per quanto concerne la durata delle pile, si può rimarcare che attualmente questa caratteristica raggiunge qualche migliaio di ore. Si possono tuttavia prevedere notevoli sviluppi in questo particolare senso. Nei laboratori della CGE per esempio, prove di durata durante le quali sono stati volontariamente prodotti degli accidenti (cortocircuito, assenza di gas, ecc.) hanno dimostrato che al termine di sei mesi di funzionamento continuato non era riscontrabile alcuna variazione valutabile delle prestazioni iniziali. Altre prove di funzionamento intermittente fino al limite di 18 mesi hanno condotto ai medesimi risultati.

Spesso si sostituisce il comburente utilizzato in questo tipo di pila, con l'aria. Sfortunatamente, l'azoto si accumula sull'elettrodo ad ossigeno. D'altra parte, la presenza di altri gas, quali per esempio il gas carbonico, contamina la pila. Quest'ultimo gas, per esempio, in presenza di un elettrolita alcalino forma sull'elettrodo dei carbonati che cri-

Esempio di disposizione degli elettrodi in una pila a combustibile. I problemi relativi agli elementi collettori della corrente sono molto importanti poichè essi devono presentare una debole resistenza elettrica dato che la pila fornisce delle correnti intense a bassa tensione (Documentazione Co.G.E.).

Questa pila a combustibile, del tipo ad idrogeno-ossigeno, con elettrodi a base di nichel, funziona a carattere intermittente da un periodo di circa due anni; a tutt'oggi, le prestazioni di questo esemplare si sono mantenute identiche a quelle iniziali, indipendentemente dagli accidenti volontari che sono stati compresi nel programma di prove cui il dispositivo è stato sottomesso. (Documentazione Co.G.E.).

stallizzano quando si supera una certa concentrazione.

Questi cenni sulle difficoltà tecnologiche riflettono, per antitesi, i risultati ai quali sono pervenuti i ricercatori. Attualmente, si è in grado di realizzare delle pile capaci di fornire delle potenze dell'ordine di 50 W/dm³. Questa potenza volumetrica può tuttavia essere migliorata in un rapporto di 2 a 5 secondo le previsioni dei ricercatori più prudenti.

2.2. - Le pile a metanolo

Nell'ambito delle ricerche volte al perfezionamento delle pile a combustibile, ci si è orientati sempre di più verso la sostituzione dell'idrogeno e dell'ossigeno con altri combustibili e comburenti. Certamente, in un non lontano futuro, l'ossigeno dell'aria sostituirà l'ossigeno in bombola, conseguentemente alle difficoltà che solleva l'impiego di quest'ultimo. Per quanto riguarda invece il combustibile la scelta è molto vasta. Quello sul quale sono fondate molte speranze e che ha consentito per il momento dei risultati interessanti è l'alcool metilico, altrimenti detto metanolo. L'alcool metilico si ossida facilmente e da luogo a dei sottoprodotti anch'essi facilmente ossidabili.

2.3. - Le pile a metano

In fig. 3, abbiamo rappresentato schematicamente la sezione di una pila che utilizza del metano come combustibile. Sono stati posti in evidenza le principali reazioni ed i percorsi degli elettroni e degli ioni. Con una pila di detto tipo si possono raggiungere delle potenze dell'ordine di 100 mA/cm².

Sfortunatamente, le reazioni secondarie il cui meccanismo è ancora poco noto, fanno variare dette prestazioni nel tempo. Inoltre l'estrazione dei sottoprodotti è più difficile rispetto al caso delle pile ad idrogeno-ossigeno. Infatti, occorre provvedere all'estrazione di acqua e di gas carbonico, il che determina l'esigenza di dispositivi ausiliari alimentati direttamente dalla pila, e diminuisce conseguentemente la potenza fornita dalla medesima. Oltre a ciò, anche la sostituzione dell'elettrolita deve avvenire più di frequente.

2.4. - Le pile con elettrolita fuso

Poichè solitamente le reazioni chimiche sono relativamente lente, si è pensato da qualche tempo, di accelerarle facendo ricorso a delle efficaci sostanze catalizzatrici, con il risultato di moltiplicare sensibilmente il numero dei punti di reazione. Se poi si aumenta la temperatura, si accelera ulteriormente la velocità della reazione. Purtroppo ben presto si raggiunge un limite non superabile, in quanto iniziano a manifestarsi dei fenomeni secondari, quali per esempio l'ebollizione dell'elettrolita.

Si è quindi pensato di impiegare degli elettroliti di natura solida i quali fondono sotto l'azione della temperatura trasformandosi in ottimi conduttori di ioni. In tal caso, la costituzione degli elettrodi risulta sensibilmente semplificata, in quanto è possibile far a meno del catalizzatore. Sorge tuttavia un altro problema, e cioè quello della corrosione dovuta alle temperature elevate.

D'altra parte, poichè si deve utilizzare una porzione dell'energia fornita dalla pila per provvedere al riscaldamento dell'elettrolita, si riduce il rendimento globale.

2.5. - Pile diverse e pile future

Esistono naturalmente numerosi altri modelli di pile a combustibile funzionanti sulla base di sostanze reagenti molto differenti. Citiamo ad esempio le pile ad idrazina che hanno dato risultati interessanti, quantunque sfortunatamente l'idrazina sia un prodotto nocivo e molto costoso; le pile ad amalgama ed ancora le pile biochimiche che utilizzano delle sostanze organiche.

Di fronte alla diversità di soluzioni che si offrono ai ricercatori, è certamente difficile fare delle previsioni per il futuro. Sarebbe certamente imprudente pronunciarsi circa il tipo specifico di pila che verrà utilizzato negli anni a venire, mentre è già possibile prevedere a grandi linee le caratteristiche tecniche delle pile future.

Esse dovranno essere anzitutto e soprattutto economiche. Questa condizione costringe all'esclusione dei metalli preziosi nella composizione degli elettrodi, all'utilizzazione di combustibili comuni (sottoprodotti petroliferi) e di un comburente naturale quale per esempio l'aria. Seconda caratteristica, dovranno avere una durata notevole. Fin da ora, si può contare su un funzionamento continuo o intermittente di parecchie migliaia di ore; sfortunatamente, si giunge ad un punto in cui le caratteristiche di una pila apparentemente normale degradano progressivamente senza che sia sempre possibile determinare le cause di questa degradazione.

Le pile future dovranno poi fornire una tensione od una corrente costante indipendentemente dalle variazioni del carico di utilizzazione. Una pila a combustibile fornisce infatti allo stato attuale una tensione che è inversamente proporzionale al carico. Occorrerà quindi equipaggiare la pila di un dispositivo di stabilizzazione, capace di mantenere costante la tensione. Si giungerà a ciò con un dispositivo che comandi simultaneamente le variazioni di carico e l'afflusso del combustibile.

Una volta soddisfatto a queste condizioni, la realizzazione della pila sarà funzione dell'impiego che ne sarà fatto.

Esempio di realizzazione pratica di una pila a combustibile di cui è possibile apprezzare le dimensioni ridotte. Questo dispositivo è capace di fornire una potenza di circa 50 W funzionando a temperatura ambiente. (Documentaz. Co.G.E.).

3. - PROSPETTIVE DI UTILIZZAZIONE DELLE PILE A COMBUSTIBILE

Fin da ora possono essere previste due grandi classi di impiego delle pile a combustibile: applicazione alle grandi e medie potenze, applicazione alle potenze deboli.

3.1. - Applicazione alle grandi e medie potenze

In questa prima classificazione sono ulteriormente distinguibili due sottogruppi secondochè il generatore sia mobile oppure per istallazione fissa. Per citare un esempio, i problemi presentano un aspetto assolutamente diverso secondochè si tratti di studiare un'applicazione a bordo di una locomotiva oppure in una centrale elettrica. Nel primo caso, le variazioni di carico sono certamente estremamente rapide; n el secondo, in vece, sono lente e prevedibili. D'altra parte, i problemi di ingombro sono opposti. Ciò chiarisce come le realizzazioni debbano essere alquanto differenti.

Nel caso di centrali elettriche, si dovrà far ricorso ad una pila del tipo ad elevata temperatura che impieghi dei reagenti economici. I dettagli relativi all'avviamento dei dispositivi di riscaldamento non rappresenteranno un problema cruciale. Anche i dispositivi ausiliari quali gli estrattori dei sottoprodotti, potranno essere molto complessi ed occupare un volume notevole, rispetto alla pila propriamente detta, senza che ciò rechi danno. In tal caso, infatti, assumono carattere predominante soltanto le nozioni di rendimento e di prezzo.

Nel caso dei generatori per servizio mobile o generatori di soccorso, uno dei fattori più importanti è rappresentato dalla rapidità di azionamento del dispositivo. Sarà in tal caso indispensabile far ricorso a pile del tipo a bassa temperatura. Inoltre i dispositivi di stabilizzazione della tensione dovranno essere particolarmente efficaci. Infine, anche i problemi di ingombro e di peso, soprattutto nel caso di generatori mobili, assumono qui una importanza essenziale. Anche la scorta dei reagenti pone particolari condizioni da rispettare, soprattutto se si impiega dell'idrogeno come combustibile. La nozione di autonomia è legata a quest'ultimo fattore.

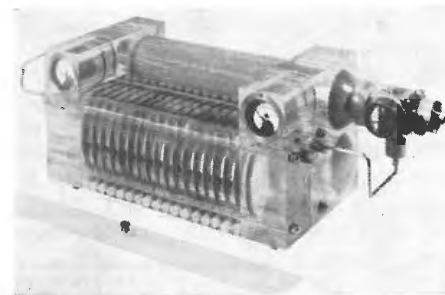
3.2. - Applicazione alle potenze deboli

Dato il prezzo relativamente elevato delle pile a combustibile, prezzo che si manterrà forzatamente superiore a quello degli altri generatori elettrochimici, non è possibile, almeno in un immediato futuro, prevedere la sostituzione di questi ultimi almeno nelle utilizzazioni correnti.

Si può tuttavia immaginare una applicazione assai particolare delle pile a combustibile, applicazione di un interesse certo e dalle ripercussioni economiche sconvolgenti: trattasi dell'automobile a trazione elettrica. Funzionamento assolutamente silenzioso, assoluta mancanza di gas nocivi, notevolissima autonomia (che dipenderà assai dal tipo di combustibile utilizzato), costo di esercizio considerevolmente ridotto (per lo meno fino al momento in cui il combustibile non verrà tassato!), questi sono solo alcuni dei vantaggi derivanti dalla realizzazione di una automobile elettrica.

Occorre tuttavia sfumare considerevolmente queste prospettive avveniristiche, poichè, dopo una riflessione approfondita, cominciano subito a manifestarsi alcune difficoltà. Infatti, la potenza volumetrica di una pila a combustibile è assai più debole di quella relativa ad un motore termico. È probabile, che, con il progredire della tecnica, si riesca ad aumentare detta potenza, sebbene, nel migliore dei casi attualmente prevedibili, essa resterà inferiore alla metà della potenza volumetrica di un motore termico attuale (potenza per unità di volume). D'altra parte, il prezzo di una pila a combustibile resterà superiore, o nel migliore dei casi, sarà eguale a quella di un motore a scoppio.

Tuttavia, questo argomento è compensato dal fatto che la vettura elettrica sarà sensibilmente più economica. Infatti, il rendimento di una tale vettura si aggirerà fra il 30 ed il 40% su strada, per raggiungere sotto particolari condizioni anche il 70%, poichè — e qui conviene segnalarlo — il rendimento è in funzione della potenza richiesta. Un motore a scoppio che giri o rallenti consuma dell'energia in pura perdita, cosa che invece non avviene nel caso di una vettura elettrica. È chiaro che sotto queste condizioni si realizza una economia difficilmente valutabile, ma certamente di una importanza indiscutibile.

A conclusione delle suesposte considerazioni di carattere generale, riteniamo opportuno ricordare al lettore che saranno ancora necessari approfonditi studi e profonde ricerche prima che le pile a combustibile passino nel campo delle realizzazioni eminentemente pratiche. Periodicamente ci pervengono da ogni angolo del mondo le notizie di realizzazioni imponenti, sebbene ancora effimere. Sono in effetti i primi passi di una avventura scientifica i cui effetti si faranno risentire soltanto da qui a quattro o cinque anni. Solo allora, dato il carattere informativo che ci siamo prefissi, potremo riprendere questo argomento per trattarne gli aspetti scientifici, tecnici ed applicativi da un punto di vista più circonstanziato. *A.*

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per. ind. Adriano Covi

Alimentatore stabilizzato UNA mod. ST 30/1000

Fig. 1 - Alimentatore UNA ST 30/1000.

Lo STRUMENTO più usato e più indispensabile per qualsiasi apparato elettronico è l'alimentatore.

Le tensioni continue che si ottengono da questi apparati e che sono necessarie per le alimentazioni e le polarizzazioni è normalmente bene che siano indipendenti dalle variazioni della tensione di rete che può fluttuare del 10% e più.

In generale gli alimentatori si possono considerare divisi in due categorie: per basse e alte tensioni; i primi sono usati per alimentare circuiti elettronici a tubi o transistori, i secondi, meno diffusi e che forniscono tensioni sino a centinaia di kilovolt, possono servire per accelerare particelle cariche, o per fornire alimentazioni a rivelatori di particelle come ad esempio il rivelatore di Geiger e Müller.

Molto più diffusi sono, naturalmente, quelli del primo tipo ed è appunto uno di questi quello di cui vogliamo parlarvi.

Esso è il modello ST 30/1000 della società UNA, ed è un tipo che per le sue caratteristiche si presta particolarmente ad alimentare circuiti a transistori: fornisce infatti una tensione massima di 30 V con una corrente di 1 A.

La sua tensione di uscita è regolabile con continuità da 0 a 30 V; regolabile è pure la corrente massima di uscita, questa entro i limiti da 0,1 a 1 A.

Altra caratteristica interessante è la bassissima resistenza di uscita: inferiore al milliohm.

1. - DATI TECNICI

Tensione di uscita: regolabile con continuità, tramite potenziometro ad alta definizione a tre giri, da 0 a 30 V.
Corrente massima di utilizzazione: 1 A.
Stabilità per variazione della tensione di rete del 10%: 0,02%.
Stabilità per variazione della corrente nel carico da 0 a massima: 0,05%.
Stabilità termica: 0,1%.
Tensione residuo di ronzio: 200 μV_{eff} in tutte le condizioni di funzionamento.
Tempo di intervento: inferiore a 50 μs.
Dispositivo limitatore per la massima corrente di uscita: regolabile con continuità da 0,1 a 1 A (precisione del $\pm$ 10% sui valori indicati).
Dispositivo di protezione: termostato che interrompe l'alimentatore in caso di prolungato funzionamento in condizioni climatiche sfavorevoli.
Resistenza di uscita: inferiore al milliohm. Temperatura di funzionamento: da — 10 a + 50 °C.
Misure: controllo della tensione 30V f. s. e della corrente 1 A f.s. con un unico strumento dotato di scala a specchio. Precisione $\pm$ 3%.
Raffreddamento: del tipo a convezione.
Alimentazione: 220 V c.a.; 50 ÷ 60 Hz; 50 VA.
Dimensioni: 260 × 130 × 235 mm.
Peso: kg 6.

2. - COMANDI

L'alimentatore ST 30/1000 è provvisto di un comando, realizzato tramite un potenziometro, che permette di limitare la corrente erogata dall'alimentatore al valore indicato dall'apparato graduazione.

È inoltre possibile, sempre tramite un potenziometro, la regolazione della tensione di uscita da 0 a 30 V; è possibile anche includere o escludere la tensione ai morsetti di uscita mediante un commutatore. Lo strumento indicatore ha la possibilità tramite un apposito commutatore di misurare sia la tensione di uscita o la corrente erogata, ed è provvisto di due scale rispettivamente per misure di tensione e per misure di corrente.

Oltre ai morsetti di uscita + e — vi è anche un morsetto di massa collegato alla carcassa dell'apparecchio.

L'accensione dell'apparecchio, che avviene tramite un apposito commutatore è segnalata tramite una lampadina spia.

3. - DESCRIZIONE DELLO SCHEMA ELETTRICO

La tensione continua dell'alimentatore è fornita raddrizzando, tramite 4 diodi di P100 collegati a ponte, la tensione alternata presente sul secondario del trasformatore di alimentazione.

Questa tensione continua viene filtrata tramite due condensatori elettrolitici da 1000 μF ciascuno.

I due transistori T_1 e T_1' sono collegati in parallelo tra di loro ed in serie sul circuito dell'alimentatore, e sono questi che, comandati da una catena di regolazione, intervengono sull'alimentatore realizzando così la stabilizzazione dello stesso.

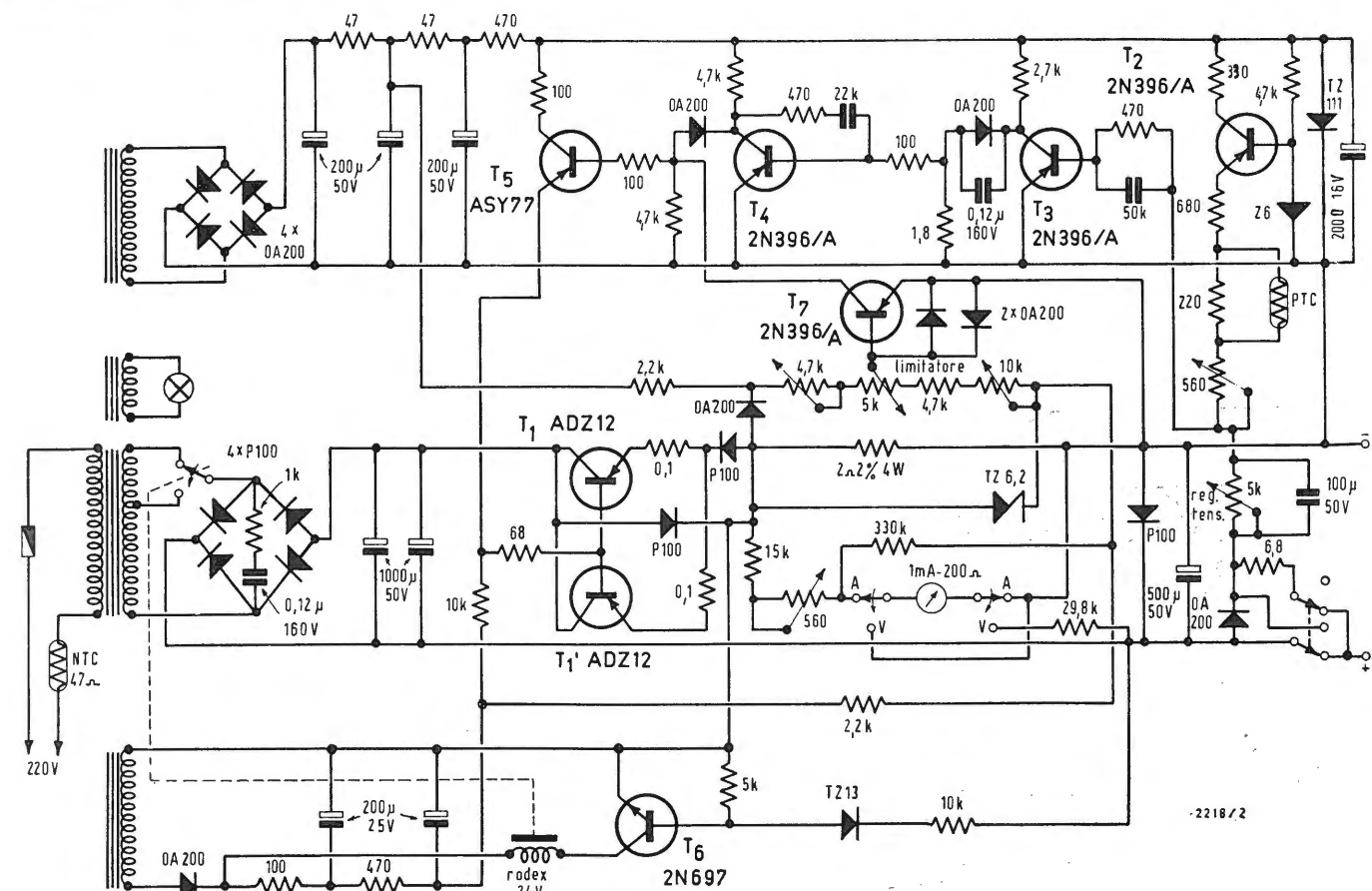



Fig. 2 - Schema elettrico dell'apparecchio.

Le due resistenze (0,1 Ω) collegate sull'emettitore dei due transistori T_1 e T_1' hanno lo scopo di uguagliare la corrente circolante negli stessi.

Le altre tensioni continue, necessarie per l'alimentazione della catena di regolazione e per altri scopi che vedremo, sono ottenute da avvolgimenti separati del trasformatore di alimentazione.

Il circuito di regolazione della tensione di uscita è ottenuto come segue: il transistore T_2 viene alimentato da una tensione pari alla somma della tensione continua ausiliaria e della tensione di uscita dell'alimentatore vero e proprio.

La giunzione collettore base viene mantenuta ad una polarizzazione costante grazie al gruppo costituito dalla resistenza da 4,7 kΩ e dal diodo Zener Z 6.

La tensione emettitore base è invece ottenuta dalla differenza tra la tensione localizzata ai capi della serie di resistenze collegate all'emettitore e la tensione di uscita.

Dal partitore, collegato all'emettitore del transistor T_2, viene prelevata la tensione per la polarizzazione del transistor T_3.

Questo transistor viene alimentato dalla tensione continua ausiliaria, e facendo variare la corrente nella resistenza di collettore da 2,7 kΩ, varia la polarizzazione del transistor T_4 che è collegato in modo perfettamente analogo al T_3.

Il T_4 a sua volta, e nel medesimo modo del T_3, varia la polarizzazione del transistor T_5 che, con la sua corrente di emettitore comanda la corrente di base dei due transistori T_1 e T_1' i quali regolano la corrente dell'alimentatore.

Visto questo è abbastanza facile comprendere come avvenga la regolazione della tensione di uscita.

Azionando il potenziometro REG. TENS., ad esempio includendolo completamente si varia la tensione di base del transistor T_2 in modo che questo diventa fortemente conduttore, variando in tal modo la corrente nel partitore collegato sull'emettitore dello stesso. Questo fatto, a sua volta, provoca un aumento della corrente del transistor T_3; infatti la sua base è diventata più negativa, la caduta di tensione sulla resistenza da 2,7 kΩ sarà quindi molto più alta e, conseguentemente la base del transistor T_4 diverrà più positiva, riducendo così la corrente nello stesso. Questo riduce la caduta di tensione ai capi della resistenza da 4,7 kΩ collegata sul collettore del T_4 e quindi provoca nel transistor T_5 uno stato di forte conduzione e poichè è la corrente di emettitore di questo che comanda i transistor T_1 e T_1', pure questi saranno fortemente conduttori.

La caduta di tensione ai capi di questi (che in ultima analisi è quella che regola la tensione di uscita) sarà molto bassa, avremo quindi quasi il totale della tensione, a meno delle inevitabili cadute, presente ai morsetti di uscita.

Tramite il circuito ora descritto eventuali variazioni della tensione di uscita (variazioni della tensione di rete, aumenti del carico) vengono riportate, opportunamente amplificate, sulla base dei transistori T_1 e T_1' in modo che la tensione di uscita si mantenga costante al valore prescelto tramite il potenziometro REG. TENS.

Lo stesso circuito svolge anche il compito di ridurre il ronzio: la tensione di ronzio presente in uscita, grazie al condensatore posto in parallelo al potenziometro REG. TENS. e alla resistenza di base del T_3 e al diodo OA200, viene amplificata senza le attenuazioni che altrimenti sarebbero introdotte e viene applicata in opposizione di fase

(il testo segue a pag. 121)

per. ind. Renato Magnani

Generatore FM modello FMO-1 Heathkit

Fig. 1 - Fotografia dello strumento.

1. - GENERALITÀ

Il generatore R.F. vobulato modello FMO-1 della HEATHKIT è stato progettato in modo da poter fornire un segnale utile per l'allineamento e la riparazione per tutti i radioricevitori ed i sintonizzatori a modulazione di frequenza attualmente in commercio. Esso fornisce infatti segnali a radiofrequenza da 90-100 e 107 MHz per la taratura sull'intera banda di trasmissione a modulazione di frequenza. Il segnale a frequenza intermedia, di 10,7 MHz vobulato con periodo di 50 Hz, può essere agevolmente usato per l'allineamento degli stadi a I.F. con il solo ausilio di un oscilloscopio. Un segnale, controllato a cristallo, a 10,7 MHz fornisce una visione immediata, sullo schermo dell'oscilloscopio, della frequenza di centro banda I.F.: submarker che compaiono con 100 kHz di scostamento da ogni lato del marker principale a 10,7 MHz sono utili per la determinazione della larghezza di banda passante. Inoltre può essere ricavato un segnale in uscita di 400 Hz, utile per la ricerca di guasti in apparecchiature ad audio frequenze ed, in generale, nella sezione B.F. di ogni normale radioricevitore. Questo segnale viene inoltre usato per fornire una piccola modulazione FM dal segnale R.F. a 90-100-107 MHz.

Si può inoltre modulare il segnale a 10,7 MHz dell'oscillatore per marker con il segnale B.F. a 400 Hz per la taratura di rivelatori discriminatori.

L'oscillatore di marker e quello per la generazione del segnale a 400 Hz e 100 kHz hanno propri controlli di livello del segnale generato oltre al controllo generale di livello del segnale d'uscita.

L'impedenza d'uscita dal generatore FMO-1 è di circa 51 Ω con il commutatore di uscita in posizione R.F. (radio frequenza) e di circa 10 kΩ in posizione A.F. (audio frequenza).

A rendere maggiormente interessante questo generatore contribuisce il fatto che esso è reperibile anche sotto forma di scatola di montaggio con ampie e chiare istruzioni per la realizzazione.

2. - DATI TECNICI

Frequenze d'uscita: 400 Hz per prove su circuiti a bassa frequenza; 100 kHz per calibrazione di strumenti, modulazione di segnale R.F., marker; 10,0 MHz per calibrazione di strumenti; 10,7 MHz per calibrazione di strumenti, frequenza di centro banda della IF e marker; 10,7 MHz vobulati per l'allineamento di circuiti a media frequenza; 90-100-107 MHz per l'allineamento di circuiti R.F.; 96,3 MHz ottenuti come 9ª armonica dell'oscillatore a 10,7 MHz per l'allineamento di circuiti a R.F.; di tutte queste possono essere modulati a 400 o a 100 kHz le seguenti frequenze: 10,0 MHz (in modulazione d'ampiezza) 10,7 MHz (in modulazione d'ampiezza) 90-100-107 MHz (in modulazione d'ampiezza e di frequenza).

Uscita a frequenza intermedia: 10,7 MHz vobulati; deviazione di frequenza da un minimo di 200 kHz ad oltre 1 MHz variabile con continuità.

Marker: a 10,7 MHz (controllato a cristallo); submarker a 100 kHz con livello regolabile.

Tubi impiegati: 2-6U8 (triodo-pentodo).

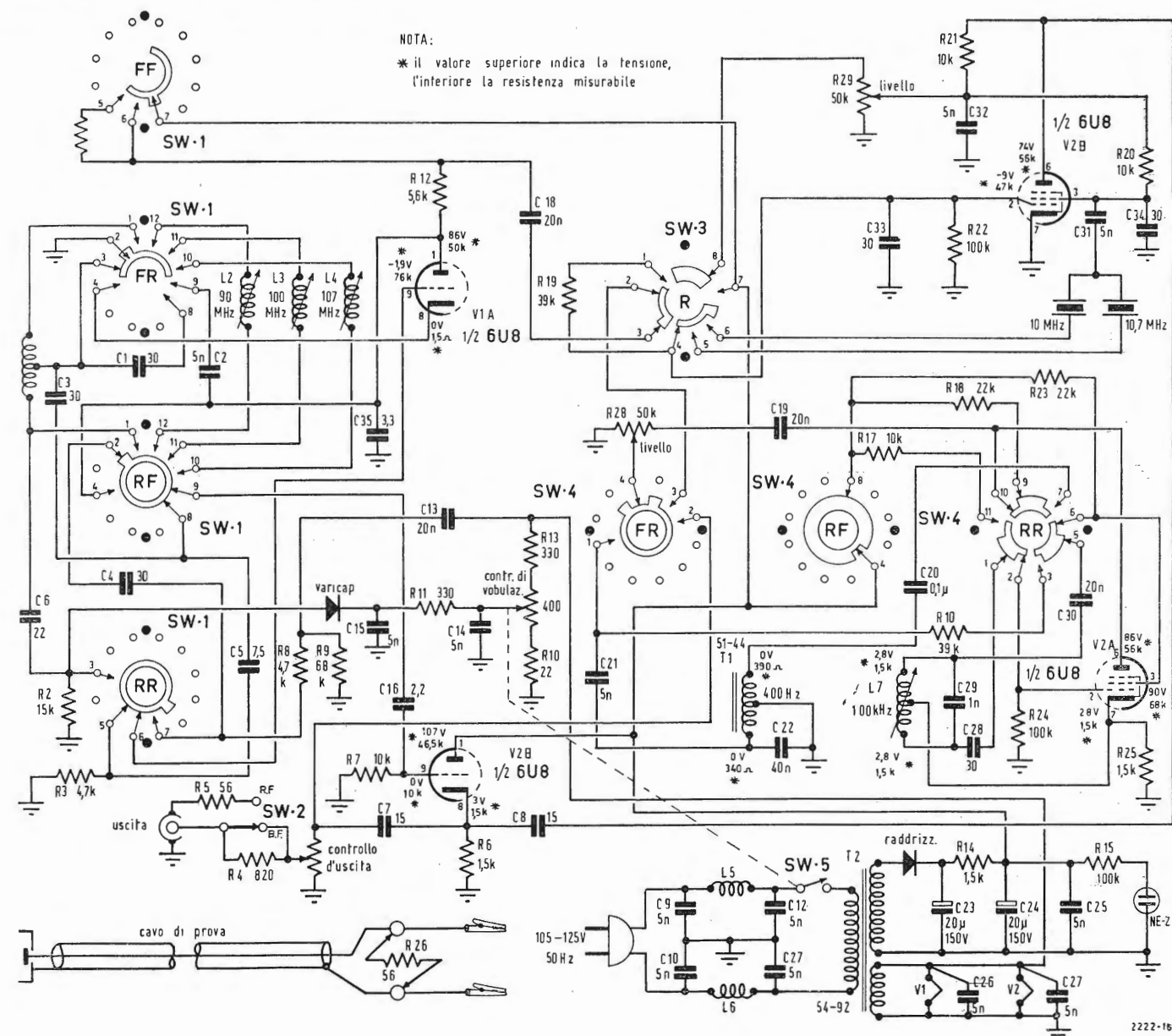
Alimentatore: con raddrizzatore al selenio ad una semionda.

3. - COMANDI DELLO STRUMENTO

— Commutatore di gamma a 5 posizioni: OFF-oscillatori esclusi; 10,7 MHz SWEEP-predispone il circuito oscillatore a triodo per il funzionamento a 10,7 MHz vobulati; 90 MHz - predispone il circuito risonante per il funzionamento sui 90 MHz; 100 MHz - predispone il circuito per il funzionamento sui 100 MHz; 107 MHz - predispone il circuito per il funzionamento sui 107 MHz.

— Commutatore di modulazione a 5 posizioni: OFF - oscillatori modulatori esclusi; 400∼MOD - provvede al funzionamento dell'oscillatore a 400 Hz e ne collega il segnale al tubo oscillatore; 400∼OUT - collega il segnale a 400 Hz direttamente all'uscita; 100 kHz - provvede al funzionamento dell'oscillatore a 100 kHz e ne collega il segnale al tubo oscillatore; 100 kHz OUT - collega il segnale a 100 kHz direttamente all'uscita.

— Regolazione di livello degli oscillatori di modulazione, coassiale al commutatore di modulazione.

— Commutatore di marker a 3 posizioni: OFF - oscillatore marker escluso; 10,7 MHz - collega il cristallo a 10,7 MHz all'oscillatore per marker e gli fornisce l'alimentazione; 10,0 MHz - collega il cristallo a 10,0 MHz all'oscillatore per marker e gli fornisce l'alimentazione.

— Regolatori di livello di marker, coassiale al commutatore di marker.

— Potenziometro regolatore della vobulazione e che permette di variare l'ampiezza della tensione a 50 Hz applicata al diodo Varicap e quindi la deviazione di frequenza.

— Interruttore d'accensione: accoppiato al comando di vobulazione.

— Commutatore RF-AF a 2 posizioni: in posizione R.F. (radio frequenza) il generatore ha una impedenza d'uscita di circa 51 Ω, in posizione A.F. (audio frequenza) ha una impedenza d'uscita di circa 10 kΩ.

— Controllo del segnale d'uscita: permette di regolare il livello del segnale di uscita che è presente, infine, ad un bocchettone coassiale montato davanti sull'apparecchio.

4. - DESCRIZIONE CIRCUITO ELETTRICO

Lo schema elettrico (fig. 2) si presenta di non agevole comprensione a causa delle molteplici commutazioni per cui abbiamo ritenuto opportuno descrivere separatamente le diverse sezioni del

Fig. 2 - Schema elettrico.

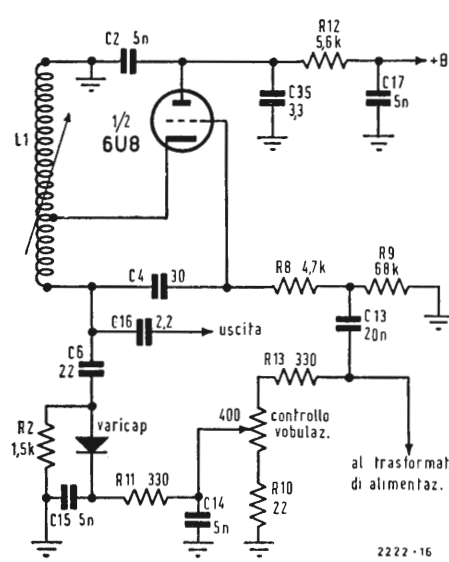



Fig. 3 - Oscillatore vobulato.

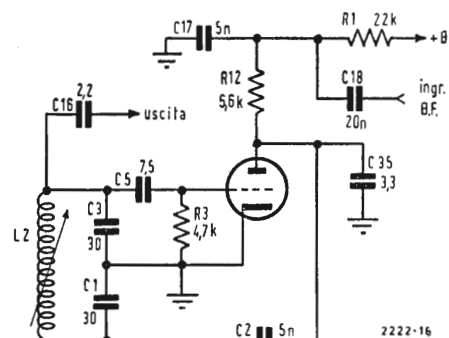



Fig. 4 - Oscillatore 90-100-107 MHz.

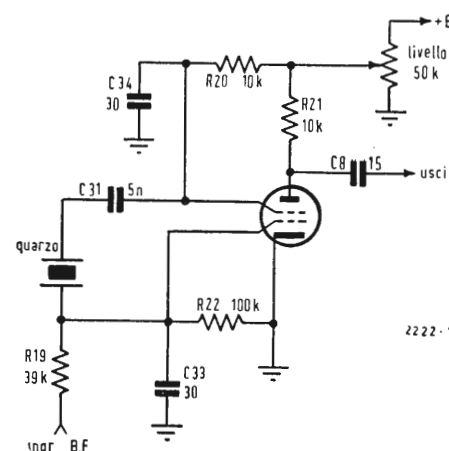



Fig. 5 - Oscillatore per marker.

circuito nelle diverse condizioni di funzionamento.
Visti i circuiti isolati sarà poi facile, al tecnico, comprendere lo schema elettrico completo.

4.1. - Oscillatore vobulato a 10,7 MHz.

Come si può vedere dalla fig. 3 il circuito risonante è costituito secondo lo schema di Hartley. La deviazione di frequenza, dal valore di centro banda, viene ottenuta mediante l'uso di un diodo Varicap che, come noto, varia la capacità della giunzione al variare della tensione inversa applicata.
Allo scopo di ottenere le suddette variazioni di capacità viene applicato al diodo Varicap una tensione alternata a 50 Hz prelevata dal trasformatore di alimentazione. Un potenziometro da 400 Ω regola l'ampiezza del segnale a 50 Hz applicato al diodo Varicap permettendo, di conseguenza, di regolare l'ampiezza di vobulazione del segnale a frequenza intermedia (10,7 MHz) di uscita. Il limite di vobulazione del segnale I.F. va da un minimo di 200 kHz a oltre 1 MHz, con un periodo di 50 Hz.
Il condensatore C_6 da 22 pF serve, oltre che ad isolare il circuito risonante dalla tensione applicata al Varicap, a limitare la massima capacità applicata al circuito risonante dal diodo.
La resistenza R_2, da 1,5 kΩ, serve da resistenza di carico per il segnale di vobulazione.
Le resistenze R_{10} ed R_{13} formano un partitore di tensione per il segnale di vobulazione a 50 Hz applicato, mentre il resistore R_{11} limita la corrente diretta circolante nel diodo per evitarne il riscaldamento. Si noti che il segnale a 50 Hz è inoltre applicato al circuito composto dai resistori R_8 ed R_9 e quindi alla griglia del tubo oscillatore per ottenere un circuito di « blanking ». Si interdice, cioè, il tubo oscillatore per circa metà del periodo di vobulazione in modo da evitare doppie tracce sullo schermo di un oscilloscopio collegato per il rilievo delle curve di risposta.
I condensatori C_2, C_{14}, C_{15} e C_{17} sono semplici condensatori di fuga.
Il condensatore C_4 ed i resistori R_8 ed R_9 forniscono la polarizzazione di griglia dinamica al tubo oscillatore che lavora in classe C.
L'uscita del segnale modulato in frequenza è infine prelevata tramite il condensatore C_{16}.

4.2. - Oscillatore ad alta frequenza.

La medesima sezione triodica del tubo 6U8, usata per l'oscillatore a frequenza intermedia, viene inoltre impiegata, mediante opportune commutazioni, per l'oscillatore a 90, 100 e 107 MHz.
Il circuito, come si può vedere in fig. 4, è del tipo Colpitts.
Il circuito risonante, a sintonia fissa, è formato dai condensatori C_1 e C_3 e dalla bobina L_2 (o per le altre gamme L_3 od L_4).
Il circuito di polarizzazione dinamica del tubo, che lavora in classe C, è formato da C_5 ed R_3.
Il condensatore C_2 fornisce la reazione positiva necessaria per l'innesco dalle oscillazioni.
Il segnale di bassa frequenza a 400 Hz, proveniente dall'oscillatore B.F. interno, è applicato alla placca del tubo oscillante per mezzo del condensatore C_{18}.
Le variazioni di tensione anodica che ne derivano determinano, in questo tipo di oscillatore, delle piccole deviazioni di frequenza, oltre alla normale modulazione di placca in AM, con periodo di 400 Hz atte poi a fornire, quando rivelate da un discriminatore, un segnale a frequenza audio utile per l'allineamento.
Il segnale R.F. di uscita viene prelevato tramite il condensatore C_{16} ed inviato allo stadio separatore di uscita.

4.3. - Oscillatore per marker.

L'oscillatore per marker (fig. 5) è costituito dal pentodo di uno dei tubi 6U8. Esso è montato in un circuito oscillatore di Pierce controllato a cristallo, garantendo così la precisione assoluta dell'oscillazione a 10 o 10,7 MHz generata. L'uso di un pentodo permette inoltre di realizzare un circuito con accoppiamento interelettrodico (E.C.O.) in modo da non caricare il circuito oscillante.
Il potenziometro da 50 kΩ permette di variare la tensione di alimentazione del tubo e di conseguenza l'uscita.
È stato possibile usare questo semplice sistema di regolazione in quanto la presenza del quarzo minimizza, ad un livello trascurabile, le deviazioni di frequenza che si avrebbero in un normale oscillatore variandone la tensione d'alimentazione. Il condensatore C_{31} è un condensatore di blocco della tensione per la protezione del cristallo.
Al resistore di disaccoppiamento R_{19} viene applicato il segnale a 100 kHz per la generazione dei « submarker ». Questi, visti all'oscilloscopio, appaiono come due piccoli spifferi da ambedue i lati del marker principale permettendo così di determinare, agevolmente, la larghezza di banda di una media frequenza in prova.
Essi segnalano infatti, supponendo che l'oscillatore marker sia funzionante a 10,7 MHz, i ponti a 10,6 ed a 10,8 MHz della curva di risposta visualizzata all'oscilloscopio. È possibile vedere anche i punti a 10,5 ed 10,9 MHz a causa delle armoniche dell'oscillatore a 100 kHz.

4.4. - Oscillatore a bassa frequenza.

Viene usata una sezione pentodo del tubo 6U8 con circuito di tipo Hartley

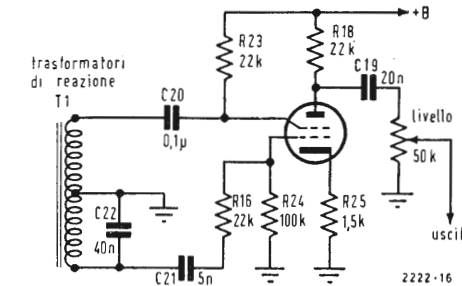



Fig. 6 - Oscillatore 400 Hz.

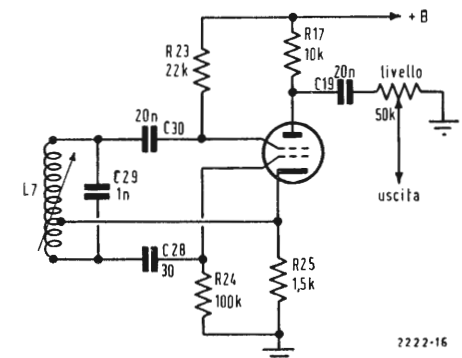



Fig. 7 - Oscillatore 100 kHz submarker.

ad accoppiamento elettronico (fig. 6).
Il trasformatore T_1 ed il condensatore C_{22} determinano la frequenza delle oscillazioni.
Il condensatore C_{20} blocca la tensione continua di alimentazione del circuito risonante mentre C_{19} serve ad accoppiare il segnale d'uscita al potenziometro da 50 kΩ regolatore di livello.
Il segnale generato non ha una forma d'onda molto pura e la frequenza è solo approssimativamente di 400 Hz ma questo non comporta alcuna limitazione nelle prestazioni dello strumento in quanto, detto segnale serve solo per dare una modulazione agli oscillatori e per fornire un segnale ad audiofrequenza in uscita, utile per la ricerca di guasti in apparecchiature a bassa frequenza.

4.5 - Oscillatore a 100 kHz per « submarker ».

Lo schema, che utilizza la medesima sezione pentodo usata per l'oscillatore di bassa frequenza, è rappresentato in fig. 7.
Il circuito risonante è ancora quello di Hartley ed i componenti del circuito d'accordo, L_7 e C_{29}, determinano una frequenza di oscillazione di 100 kHz. Il circuito è poi similare a quello dell'oscillatore a 400 Hz, con i valori dei componenti adattati alla diversa frequenza di funzionamento.

4.6 - Stadio separatore di uscita.

Il circuito, che utilizza una sezione triodica del tubo 6U8, è rappresentato in fig. 8. Esso consiste in un normale stadio separatore catodico ed accoppia il segnale proveniente dagli oscillatori a radiofrequenza al controllo di uscita realizzato con un potenziometro da 10 kΩ, realizzando così il necessario adattamento d'impedenza fra gli stadi oscillatori e l'uscita.
Mediante il commutatore SW2 si regola l'impedenza di uscita del generatore; mentre per la misura in audiofrequenza si richiede generalmente una alta impedenza (quindi il commutatore sarà in posizione AF) nelle misure in radiofrequenza si richiede una impedenza d'uscita più bassa (commutatore in posizione R.F.).
Si noti che mentre i segnali degli oscillatori ad alta frequenza entrano normalmente sulla griglia del tubo separatore, il segnale proveniente dall'oscillatore per marker a 10,7 MHz entra direttamente sul catodo del tubo; questo per evitare battimento che si avrebbe fra i due segnali applicati se venissero connessi ambedue alla griglia del tubo separatore.
Il segnale proveniente dall'oscillatore per marker non richiede d'altra parte

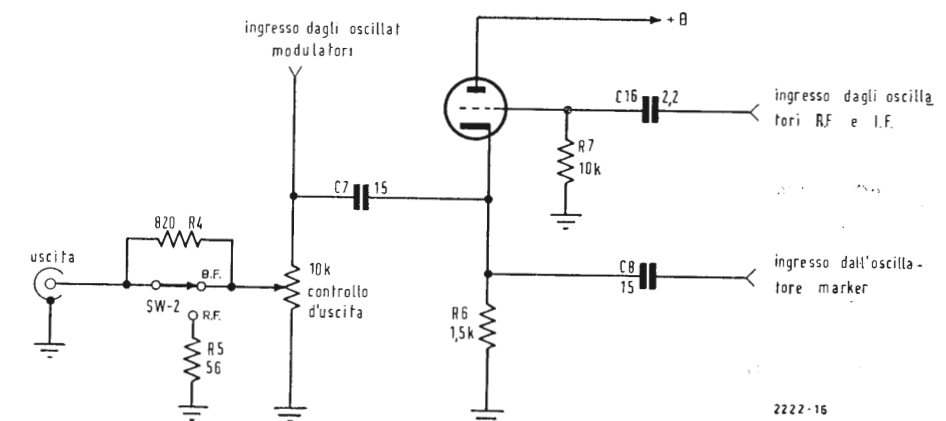



Fig. 8 - Separatore catodico d'uscita.

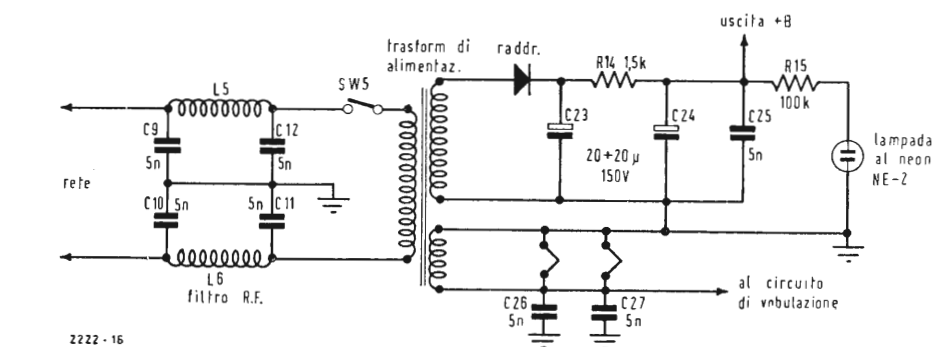



Fig. 9 - Alimentatore.

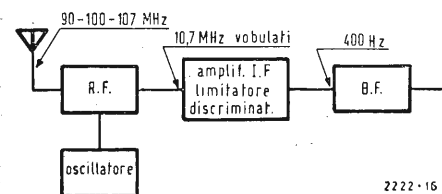



Fig. 10 - Schema a blocchi di un radioricevitore *FM* con indicate le frequenze di prova mediante il generatore *FMO*—1, dei vari stadi.

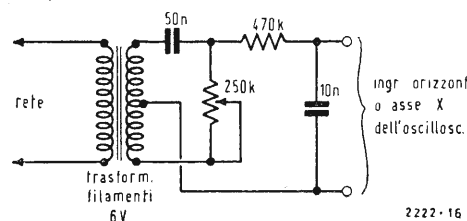
Fig. 11 - Circuito sfasatore.

uno stadio separatore in quanto viene prelevato da uno stadio oscillatore con circuito ad accoppiamento E.C.O. che già fornisce, quindi, una buona separazione fra l'oscillatore vero e proprio e l'uscita del segnale utile.
L'utilizzazione, anche per gli oscillatori a 100 kHz ed a 400 Hz, del circuito E.C.O. permette di inviare direttamente il segnale ricavato dagli stessi sul potenziometro regolatore d'uscita.

4.7 - Alimentatore.

L'alimentatore, come appare dalla fig. 9, è un normale circuito raddrizzatore a semionda.
Il condensatore C_{25} è un condensatore di fuga per la radiofrequenza così come i condensatori C_{26} e C_{27} che sono direttamente connessi allo zoccolo dei tubi.
La lampada spia di accensione è realizzata con una lampada al neon NE-2.
I condensatori $C_9 \div C_{12}$ e le bobine L_5 ed L_6 formano un filtro di arresto per la radiofrequenza con l'evitare l'irradiazione diretta, lungo la rete, di segnale R.F.

5. - NOTE APPLICATIVE

Il generatore FMO-1 può servire sia per la ricerca di guasti in radioricevitori che per l'allineamento degli stessi.
In caso di radioricevitori guasti sarà utile avvalersi della ricerca stadio per stadio del punto difettoso; si parte cioè dagli stadi a bassa frequenza e si procede a ritroso fino a reperire lo stadio con funzionamento difettoso applicando, nei vari punti del circuito del radioricevitore in prova, un segnale di frequenza appropriata come indicato in fig. 10.
Benchè molte volte sia sufficiente il semplice controllo auditivo del segnale in uscita (mediante l'altoparlante dell'apparecchio) sarà utile effettuare la misura predisponendo, in uscita al radioricevitore in prova, uno strumento di misura. Per l'allineamento, in modo rapido e completo, di radioricevitori F.M. è necessario disporre, oltre che di un generatore vobulato anche di oscilloscopio per l'immediato rilievo delle curve di risposta.

Essendo il generatore FMO-1 sprovvisto di circuito sfasatore interno per la deviazione orizzontale dell'oscilloscopio, sarà necessario, se l'oscilloscopio stesso non è provvisto internamente di circuito sfasatore di rete per la deviazione dell'asse x a 50 Hz, montare un circuito ausiliario per la deflessione orizzontale come da schema a fig. 11.

5.1. - Allineamento a frequenza intermedia.

Si connetta l'oscilloscopio come indicato in fig. 12. Si colleghi il FMO-1, tramite un condensatore da 0,05 μF alla griglia del tubo dello stadio in taratura. La deviazione orizzontale dell'oscilloscopio dev'essere ottenuta tramite il circuito sfasatore a 50 Hz interno o, in mancanza di questo, tramite il circuito di cui a fig. 11. Si porti il generatore a lavorare sui 10,7 MHz vobulati e si regoli il livello del segnale d'uscita e l'amplificazione dell'oscilloscopio in modo da ottenere una figura visibile senza però sovraccaricare lo stadio in prova.
Si regoli il comando di fase della deviazione orizzontale fino a centrare la figura sulla linea di base. Con il marker a 10,7 MHz si regoli il trimmer della media frequenza fino ad ottenere una figura simmetrica e centrata sul marker come rappresentato in fig. 13.
Si abbia l'avvertenza di tenere il livello del segnale di marker il più basso possibile onde evitare deformazioni della curva rilevata.
Con l'introduzione dei submarker a 100 kHz sarà infine possibile controllare la larghezza di banda della curva di media frequenza; infatti saranno visibili due piccoli spifferi da ogni lato del marker principale (vedi fig. 14) che indicheranno i punti a 10,6 ed 10,8 MHz
Si proceda così per tutti gli altri stadi a frequenza intermedia, risalendo verso gli stadi a R.F. È preferibile, durante l'allineamento degli stadi I.F., scollegare l'oscillatore locale dell'apparecchio; è sufficiente scollegare la tensione anodica dalla placca del tubo oscillatore.

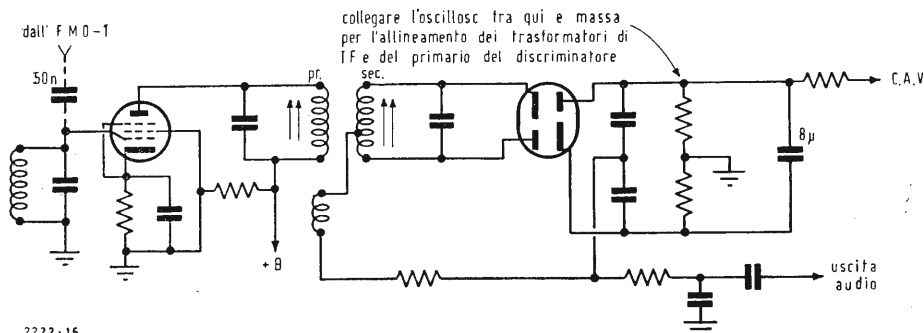



Fig. 12 - Discriminatore a rapporto.

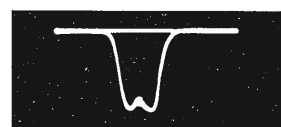



Fig. 13 - Curva di risposta di uno stadio a frequenza intermedia di un ricevitore *FM*.

Fig. 14 - Curva di risposta di uno stadio *IF* con « marker » a 10,7 MHz e « submarker » per la determinazione della larghezza di banda a 10,6 e 10,8 MHz.

Fig. 16 - Curva di risposta di uno stadio discriminatore con « marker » a 100 kHz per la determinazione della banda passante.

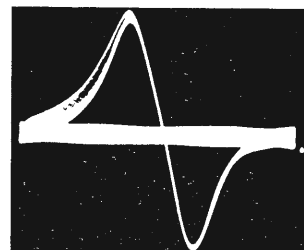



Fig. 15 - Curva di risposta di uno stadio discriminatore durante la taratura del circuito secondario.

5.2. - Allineamento del discriminatore.

Si colleghi il FMO-1 come in fig. 12; l'oscilloscopio va collegato all'estremo, non collegato a massa, del potenziometro regolatore di volume.
Tenendo il comando di vobulazione piuttosto basso, si regoli il primario del filtro del discriminatore per la massima ampiezza di figura possibile; si aumenti il comando di vobulazione fino ad ottenere una curva ad *S* come in fig. 15 e si regoli infine il secondario del filtro nel discriminatore in modo da ottenere una curva senza l'agitazione della linea di base. Per un ulteriore controllo della banda passante si porti il commutatore di modulazione in posizione 100 kH-MOD; gli spifferi a 100 kHz dovrebbero apparire in corrispondenza dei due massimi della curva di risposta del discriminatore, come indicato in fig. 16. *A.*

Alimentatore stabilizzato Una mod. ST30/1000

(segue da pag. 115)

ai transistor T_1 e T_1' in modo che si sottragga a quella presente in uscita.
Un'altra notevole caratteristica di questo circuito è che la tensione alternata che alimenta il ponte di raddrizzatori viene regolata in funzione della tensione richiesta all'alimentatore.
Vediamo come: il transistor T_6, la cui alimentazione è ottenuta separatamente, viene polarizzato dalla tensione di uscita tramite il circuito costituito dalla resistenza da 5 kΩ, tra base e emettitore, il diodo *TZ* 13 e la resistenza da 10 kΩ.
Finchè la tensione di uscita è inferiore ai 13 V non circola corrente nel gruppo di polarizzazione e il transistor T_6 è interdetto, quindi il relè collegato sul suo collettore è a riposo e la tensione alternata è prelevata su di una presa intermedia dell'avvolgimento di alimentazione.
Quando la tensione di uscita supera i 13 V circola improvvisamente corrente nel diodo Zener e il T_6 passa dalla interdizione alla conduzione, il relè quindi attira e con il suo contatto assicura all'alimentatore la maggiore tensione alternata necessaria per raggiungere i 30 V di tensione di uscita.
In tal modo si evita che tensioni troppo alte si localizzino ai capi dei transistor T_1 e T_1', come accadrebbe se si richiedessero basse tensioni di uscita, qualora non esistesse questo accorgimento.
Il medesimo circuito svolge anche funzioni di protezione: infatti, qualora l'uscita dell'alimentatore andasse in corto circuito, la tensione di uscita andrebbe a 0, interverrebbe quindi il relè riducendo immediatamente la tensione di alimentazione.
Il circuito limitatore di corrente è costituito dal transistor T_7.
La tensione di polarizzazione di questo può venir prefissata a piacere tramite il potenziometro « Limitatore », questa tensione permette di far variare la soglia di intervento del circuito limitatore di corrente; infatti alla tensione di polarizzazione prescelta, che tende a interdire il transistor T_7, si sottrae la tensione che si ha ai capi della resistenza da 2 Ω e che dipende dalla corrente erogata dall'alimentatore.
Quando, all'aumentare della corrente erogata, la tensione ai capi della resistenza da 2 Ω prevale su quella dovuta alla polarizzazione, il transistor T_7 inizia a condurre riducendo la corrente di base e quindi quella di emettitore del T_5 che a sua volta limita la corrente nei transistor T_1 e T_1' riportandola al valore che si era prefissato tramite il potenziometro Limitatore.
I due diodi opposti collegati in parallelo tra emettitore e base del T_7 hanno lo scopo di proteggere lo stesso da eventuali picchi di tensione.
Il diodo P 100 collegato inverso tra i morsetti di uscita ha lo scopo di tagliare eventuali tensioni inverse.
Il gruppo resistenza da 1 kΩ e condensatore da 0,12 μF posto in parallelo al secondario del trasformatore di alimentazione protegge il circuito da eventuali sovratensioni.
Il circuito serie tra collettore e base del transistor T_4 serve per evitare inneschi del circuito in quanto il guadagno della catena di regolazione ad anello aperto è piuttosto elevato.
Inoltre è previsto un termostato di protezione (non indicato nello schema), montato sulle piastre di raffreddamento dei transistor T_1 e T_1', che interrompe l'alimentazione quando la temperatura di questi supera i limiti di sicurezza. *A*

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Emerson Electronics telaio n. 2182

1. - MODELLI

Lo chassis della EMERSON ELECTRONICS N. 2182, e di conseguenza queste note di servizio riguardano i seguenti televisori: Serie Americana: LANCASTER 19″ cinescopio AW47-91; VALIANT 23″, AW-59-91; PHANTOM 25″, A65-11W; serie europea: VICKERS 23″, A59-11W; CONVAIR 23″, A59-11W; SABRE 25″, A65-11W; GLOSTER 25″, A65-11W. Tali televisori sono muniti del gruppo VHF G2290 e UHF G2310 o G2320.

2. - CARATTERISTICHE GENERALI

Alimentazione: 220 V 50 Hz; Consumo: 150 W; Ingresso d'antenna del tipo bilanciato a 300 ohm; Potenza di uscita circa 3 W; Sensibilità in VHF circa 15 μV ed in UHF circa 30 μV; Media frequenza video: audio 40.25 MHz, video 45.75 MHz; Telaio a circuito stampato unico; Gruppo UHF transistorizzato; Deflessione con controllo automatico delle ampiezze tramite dei varistor.

3. - FUNZIONI DELLE VALVOLE (figura 1)

V_1 = PL500, *finale orizzontale*; V_2 = = PY88, *diodo smorzatore*; V_3 = PCL 85, *oscillatrice e finale verticale*; V_4 = PCL84, *finale video*, ACG, *gated*; V_5 = = EF80, *amplificatrice media frequenza audio*; V_6 = EF184, *amplificatore secondo stadio MF*; V_7 = EF183, *amplificatore 1° stadio* MF; V_8 = PC900 *amplificatrice* VHF; V_9 = PCF801, *convertitrice e oscillatrice* VHF; V_{10} = PCH200, *separatrice, amplificatrice, sincro e antidisturbo*; V_{11} = PCF802, *oscillatrice orizzontale e* CAF; V_{15} = = PCL86 *preamplificatrice, finale audio*; V_{16} = DY87, *rettificatrice* EAT; Q_1 = = AF139 *amplificatore* UHF (G2320), AF186 (G2310); Q_2 = AF139 *convertitore* UHF (G2320), AF186 (G2310); D_1 = D_2 = AA119, *rivelatori audio*; D_3 = OA90, *rivelatore video*; D_4 = D_5 = = OA85, *controllo automatico di frequenza orizzontale*; D_6 = BY100, *rettificatore di alimentazione*.

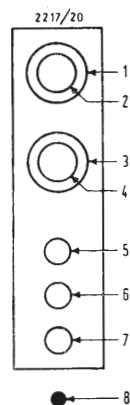



Fig. 2

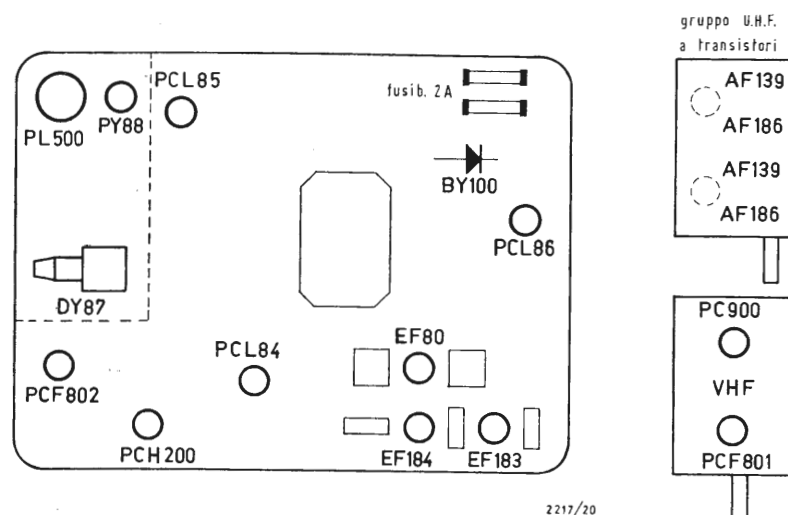



Fig. 1 - Posizione valvole, diodi e transistori. Vista lato interno telaio.

Fig. 4 - Rivelatore MFV.

4. - NORME PER L'INSTALLAZIONE

I comandi, come è indicato in figura 2, sono 8: 1°) *indicatore* UHF; 2°) *sintonia* UHF; 3°) *sintonia* VHF; 4°) *cambio canale* VHF; 5°) *controllo di luminosità*; 6°) *controllo di contrasto*; 7°) *interruttore rete volume* (per accendere, tirare) 8°) *tasto cambio programma*.

Per l'installazione devono essere seguite le solite norme che ogni tecnico conosce, tenendo presente che la parte posteriore del televisore *non dovrà essere troppo avvicinata alla parete, ed essere lontana da fonti di calore allo scopo di facilitarne il raffreddamento. Per lo stesso motivo lo spazio sottostante determinato dai piedini di appoggio non dovrà essere ostruito da libri o oggetti di altro genere.*

5. - REGOLAZIONI PROPRIE DEL SERVIZIO TV (figura 3)

5.1. - Giogo di deflessione.

I magneti correttori come è noto servono a compensare la distorsione a cuscino ai lati dell'immagine. Essi dovranno essere regolati tramite l'uso di una chiave quadrata. La centratura dell'immagine si ottiene ruotando, in presenza del monoscopio, le due alette del centratore. Qualora il quadro risulti inclinato occorre allentare le viti di bloccaggio del giogo che sarà ruotato fino a raggiungere la giusta posizione. Prima di fissare nuovamente il giogo, si dovrà fare attenzione che esso sia spinto in avanti il più possibile (lettera *A*).

5.2. - Linearità orizzontale.

Con l'immagine del monoscopio, si agirà sul nucleo della bobina (*E*) fino ad ottenere una immagine lineare ed avente le proporzioni richieste. Eventualmente si potrà ritoccare il comando *G*.

5.3. - Fuoco.

Tale regolazione dovrà essere fatta, sempre in presenza del monoscopio, osservando le linee di scansione su tutto lo schermo ed agendo sul potenziometro *H* fino ad ottenere la migliore nitidezza.

5.4. - Ampiezza orizzontale.

L'ampiezza è regolata automaticamente. Il relativo comando *G* (R_{105}) dovrà essere ritoccato raramente. Verificandosi tale necessità occorre fare attenzione che la tensione ai capi di C_{103} non superi i 630 V cc, con il comando di luminosità ruotato al minimo (senso antiorario).

5.5. - Ampiezza e linearità verticale.

Occorre agire sui comandi *F* e *C* fino ad ottenere le migliori condizioni di linearità, compatibili con un'ampiezza sufficiente.

5.6. - Linearità verticale superiore.

Occorre agire sul comando *D* allo scopo di correggere l'immagine nella parte superiore.

Detto comando non è accessibile esternamente ma occorre ribaltare il telaio.

5.7. - Sincronismo orizzontale.

Data la stabilità del circuito non è necessario alcun ritocco dall'esterno (*L* e *I*). Necessitando effettuare la ta-

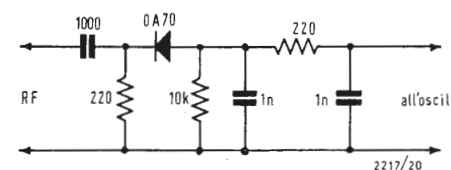



Fig. 3

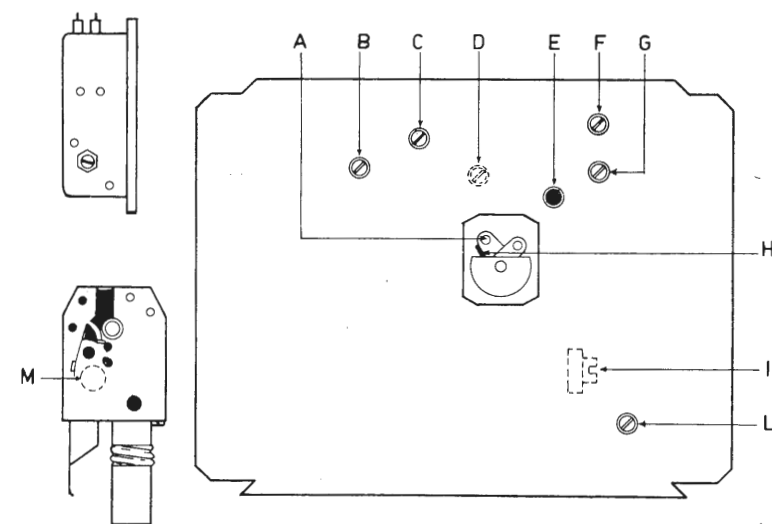
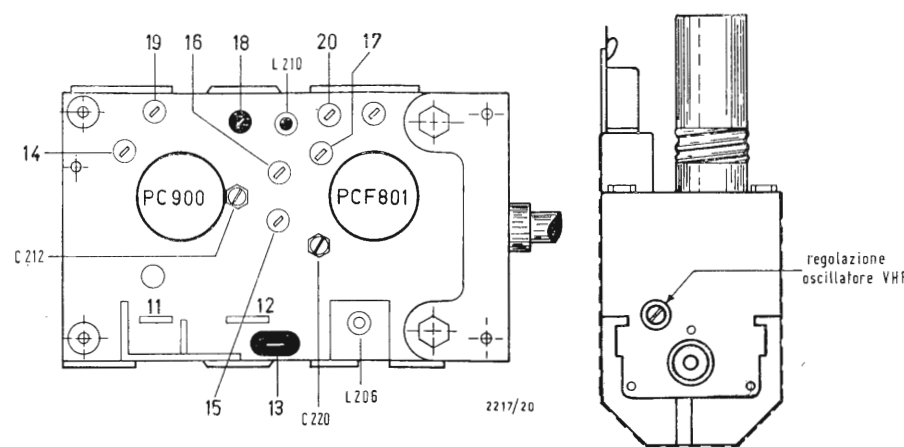



Fig. 5 bis

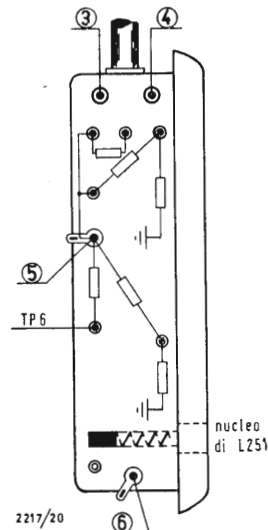



Fig. 6 bis

ratura del circuito vedere le istruzioni nell'apposito paragrafo.

L'oscillatore RF VHF deve essere regolato soltanto in caso che non sia possibile sintonizzare in modo perfetto l'immagine. Il nucleo è accessibile estraendo le manopole 3 e 4 di figura 2 e va regolato introducendo nell'apposito foro un cacciavite isolato di adatte dimensioni.

6. - ALLINEAMENTO DELLA MEDIA FREQUENZA VIDEO

Per effettuare la taratura di tali circuiti è opportuno disporre dei seguenti strumenti: *a*) Generatore-sweep 38-48 MHz; *b*) Generatore marker a frequenza variabile controllato a quarzo; *c*) Oscilloscopio con sensibilità verticale di 15 mV/cm; *d*) Testina di rivelazione media frequenza video (figura 4); *e*) Pila da 4,5 V.

Norme da seguire:

1°) Predisporre il selettore VHF su un canale vuoto qualsiasi (tenere presente che i televisori di questa serie dispongono dei canali italiani dall'*A* all'*H* e a richiesta i canali *H*1: 216-223 MHz e *H*2: 223-230 MHz, più tre canali di riserva. I canali UHF continui vanno da 470 a 790 MHz), ad esempio i canali 4, 5, 9 a 12. 2°) Collegare il generatore sweep tramite un condensatore da 1.000 pF tra il piedino 2 della valvola EF 183 (V_7) e la massa. 3°) Collegare l'oscillografo, dopo averlo predisposto per 0,5 V pp, tramite il circuito di rivelazione di figura 4 tra il piedino 7 della valvola EF184 (V_6) e la massa. 4°) Collegare una batteria da 4,5 V con positivo a massa e negativo sul condensatore C_{46} da 470 nF. 5°) Regolare l'uscita del generatore sweep in modo da non superare mai gli 0,5 V pp all'oscillografo. 6°) Ruotare i nuclei del trasformatore di media frequenza T_3 fino ad ottenere una curva del tipo di figura 5 tenendo presente che i nuclei superiori servono a regolare la frequenza dei picchi, mentre quello inferiore regola l'accoppiamento tra primario e secondario. È da tenere presente che la regolazione dei tre nuclei è interdipendente di modo che la regolazione di uno fra sentire la propria azione sugli altri due. 7°) Scollegare il circuito di rivelazione dal piedino n. 7 della V_6 e dall'oscilloscopio e connettere quest'ultimo, disaccoppiato da una resistenza da 10.000 Ω, fra il TP_1 e la massa connettendo il TP_2 a massa. 8°) Regolare i nuclei del trasformatore T_4 fino ad ottenere una curva simile a quella di figura 6. Anche in questo caso la regolazione è interdipendente perciò la taratura esatta si ottiene agendo alternativamente e successivamente sui nuclei stessi. 9°) Collegare capacitivamente il generatore sweep a mezzo di un cappuccio metallico, alla valvola V_9 (convertitrice VHF-PCF801) lasciando l'oscillografo nella posizione precedente, predisposto per 3 V pp. 10°) Regolare il nucleo L_3 per la massima attenuazione sulla frequenza di 40.25 MHz. 11°) Estrarre il nucleo della bobina L_{210} sul GAF (gruppo alta frequenza) e regolare il nucleo di L_2 per ottenere il massimo a 43 MHz e successivamente regolare il nucleo di L_{210} (fig. 5 bis) fino ad ottenere una curva simile a quella di figura 7. Qualora il tratto superiore della curva totale di risposta non fosse piano occorre ritoccare il nucleo del primario del rivelatore dal lato della valvola fino a spianare la curva stessa. 12°) Terminate tali operazioni asportare il ponticello TP_2 con la massa.

7. - ALLINEAMENTO DELLA MEDIA FREQUENZA UHF (figura 6 bis)

1°) Collegare l'oscillografo al TP_1, il TP_2 alla massa e la batteria da 4,5 V su C_{46}. Collegare il generatore sweep al TP_6 del GAF UHF. 2°) Collegare in serie al cavetto schermato in uscita dal GAF UHF, dalla parte del GAF-VHF, una resistenza da 1200 Ω ½W.

3°) Tarare la bobina FI L_{251} sul GAF UHF, in modo da ottenere la massima sensibilità sulla frequenza di 43 MHz.

4°) Disconnettere la resistenza da 1.200 Ω ripristinando il collegamento del cavo di uscita del GAF UHF, con l'entrata prevista sul GAF VHF.

5°) Tarare la bobina L_{206} esistente sul GAF VHF in modo da ottenere la curva totale MF di cui alla figura 7.

6°) Terminate tali operazioni eliminare il ponticello TP_2 con la massa.

Fig. 9 - Rivelatore MFA.

8. - ALLINEAMENTO DELLA MEDIA FREQUENZA AUDIO

Tale operazione si effettua con un generatore sweep avente una deviazione di almeno 1 MHz; un generatore marker con quarzo a 5,4-5,5-5,6 MHz; un oscilloscopio con risposta uniforme dalla corrente continua a 200 kHz circa ed una sensibilità di almeno 30 mV/cm.

1°) Collegare tramite una resistenza da 10.000 Ω l'ingresso verticale dell'oscilloscopio al TP_3. 2°) Predisporre il selettore dei canali VHF su un canale vuoto (4,5, 9 o 12). 3°) Collegare l'uscita dello sweep con il marker a 5,5 MHz sul piedino 8 della valvola PCL84 tramite un condensatore da 1.000 pF allo scopo di evitare l'accoppiamento in corrente continua fra il generatore ed il circuito sotto controllo. 4°) Agire sul nucleo di L_1 in modo da ottenere la massima uscita. 5°) Tarare il primario del discriminatore per la massima uscita ed il secondario per la perfetta posizione del marker e per la migliore linearità come indicato in figura 8.

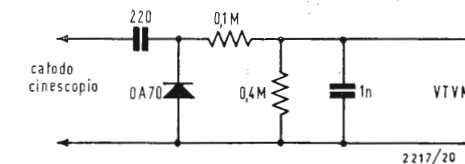
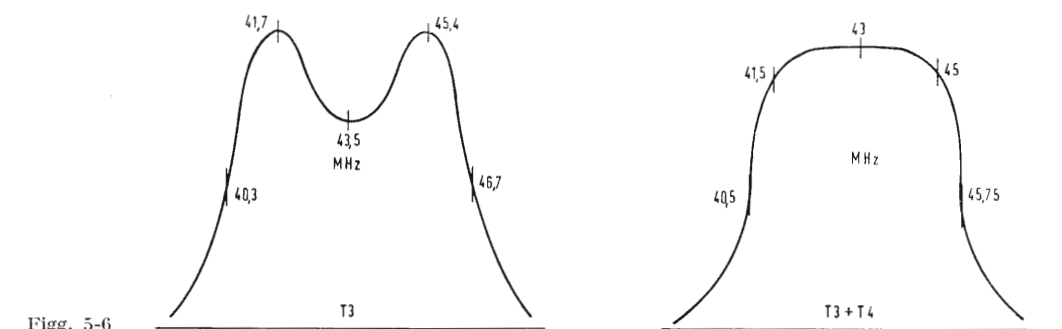
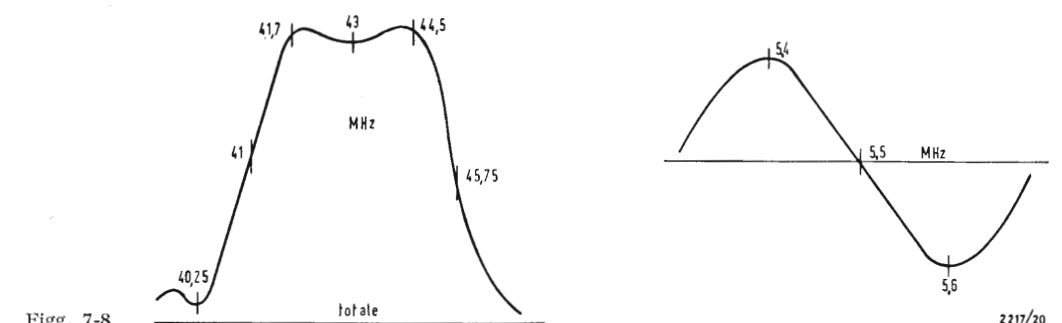
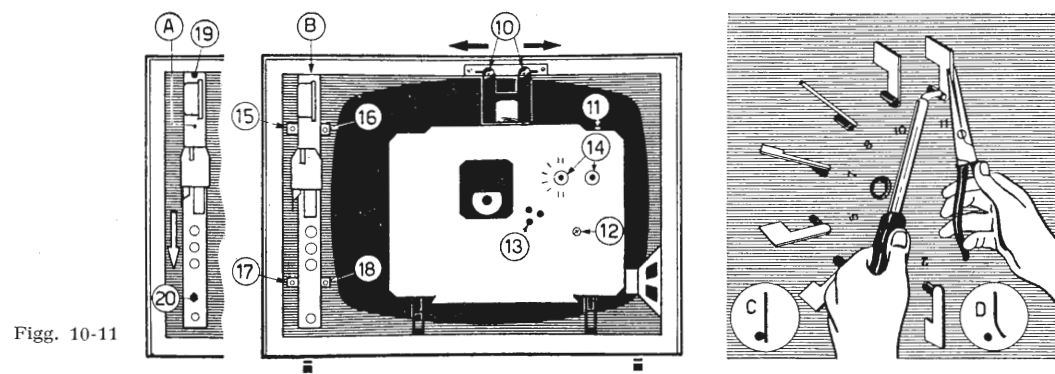
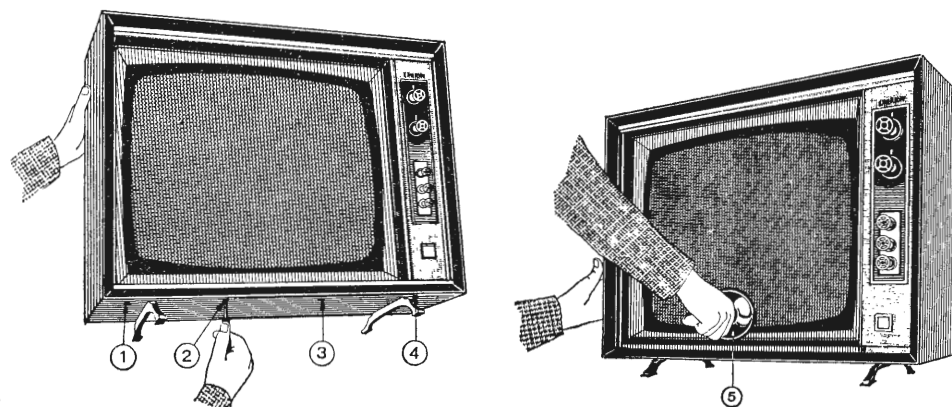
9. - ALLINEAMENTO DELLA TRAPPOLA AUDIO NEL VIDEO 5,5 MHz

Strumenti necessari: *a*) Generatore a 5,5 MHz con uscita regolabile; *b*) voltmetro elettronico in corrente continua con portata fondo scala 1 V; *c*) Rivelatore come da figura 9.

1°) Collegare il circuito rivelatore da un lato al piedino 7 dello zoccolo del cinescopio e dall'altro al voltmetro elettronico con portata 1 V/fs. 2°) Collegare l'uscita del generatore al punto TP_1. 3°) Ruotare il nucleo L_8 fino a trovare il punto di minima lettura sul voltmetro. 4°) La massima tensione letta sul voltmetro corrisponderà al massimo assorbimento di L_8 e quindi al minimo di segnale audio sul video (*noto con il nome di effetto riso*).

Figg. 5-6

Figg. 7-8

Figg. 10-11

Figg. 12-13

10 - ALLINEAMENTO DELLA MEDIA FREQUENZA SUONO E TRAPPOLA AUDIO NEL VIDEO CON TESTER DA 20.000 Ω/V

1°) Disporre il televisore per la normale ricezione del monoscopio e disaccoppiare l'antenna fino a udire il fruscio di fondo sull'audio della trasmissione. 2°) Collegare il terminale negativo del tester a 20.000 Ω/V al punto TP_4 (portata 10 V). 3°) Ruotare la sintonia del TV in modo da ottenere una diminuzione della lettura sullo strumento. 4°) Ruotare il nucleo di L_1 in modo da ottenere la massima lettura, eseguendo la stessa operazione nei confronti del primario del discriminatore. 5°) Riaccoppiare l'antenna al TV per una ricezione normale. 6°) Collegare il tester fra il punto TP_3 e la massa. 7°) Regolare il nucleo secondario del discriminatore in modo da ottenere la lettura zero allo strumento. 8°) Ruotare la sintonia fino a vedere le barre dell'audio sull'immagine. 9°) Ruotare il nucleo della trappola L_8 fino ad ottenere la scomparsa della portante audio nel video.

11. - ALLINEAMENTO DEL CIRCUITO OSCILLATORE ORIZZONTALE

1°) Sintonizzare il televisore e regolare la luminosità ed il contrasto per un valore piuttosto elevato. 2°) Collegare a massa il punto di collegamento delle resistenze R_{93} e R_{94} da 2.2 M con un ponticello. 3°) Regolare il nucleo di L_{11} fino ad ottenere l'immagine ferma. 4°) Rimuovere il ponticello di cui sopra. 5°) Collegare il ponticello fra il piedino 8 della valvola PCH200 e la massa. 6°) Regolare il potenziometro R_{89} da 10.000 Ω in modo da ottenere un'immagine il più ferma possibile. 7°) Rimuovere il ponticello. 8°) Controllare l'efficienza della taratura commutando il 1° con il 2° programma e viceversa. Il sincronismo dovrà riprendere regolarmente. Qualora ciò non avvenga è opportuno ritoccare leggermente il potenziometro di bilanciamento R_{89}.

12. - TABELLA DI CONTROLLO DELLE TENSIONI E DELLE RESISTENZE

La tabella 1 comprende nella parte inferiore i valori di resistenza che si devono riscontrare ai piedini delle valvole, e nella parte superiore i valori di tensione agli stessi piedini.

Misure di resistenza: 1°) Collegare una resistenza da 330 Ω in parallelo al primo condensatore elettrolitico di filtro ($C_7/_{11}$-100 μF). 2°) Disporre i potenziometri nel seguente modo: R_{47} e

R_{58} ruotati completamente in senso orario. R_{22} ruotato completamente in senso orario. 3°) Lasciare il giogo inserito durante le misure. *Le misure naturalmente s'intendono riferite verso massa.*

Misure di tensione: 1°) Predisporre l'apparecchio per il normale funzionamento. 2°) Ruotare il potenziometro di contrasto R_{47} tutto a destra. 3°) Fare uso di un voltmetro elettronico. 4°) *Le misure s'intendono riferite verso massa.*

13. - ISTRUZIONI PARTICOLARI

Apertura del telaio (fig. 10). Togliere il pannello posteriore. Allentare i galletti (10) spostandoli verso l'esterno del mobile e le relative guide ribaltando il telaio.

Smontaggio della piastra porta comandi.

Modelli LANCASTER, VALIANT, PHANTOM (fig. 10-A). Dopo aver tolto il pannello posteriore, svitare il dado 20 togliendolo unitamente alla relativa rondella. Spostare la piastra porta comandi nel senso indicato dalla freccia, in modo da sbloccarla dalla guida 19 ed estrarla.

Modelli: VICKERS, CONVAIR, SABRE e GLOSTER. Dopo avere tolto il pannello posteriore e tutte le manopole anteriori, svitare le viti 15, 16 17 e 18 estraendo la piastra (fig. 10-B).

Per rimontare la piastra occorre agire in senso inverso.

Fig. 14

14. - SOSTITUZIONE DEL TRASFORMATORE E.A.T. (figg. 10-11)

Innanzi tutto togliere il pannello posteriore quindi svitare le due viti 11 e 12 che fissano la gabbia di protezione della EAT e ribaltare il telaio, secondo le istruzioni sopra indicate, togliendo la gabbia stessa.

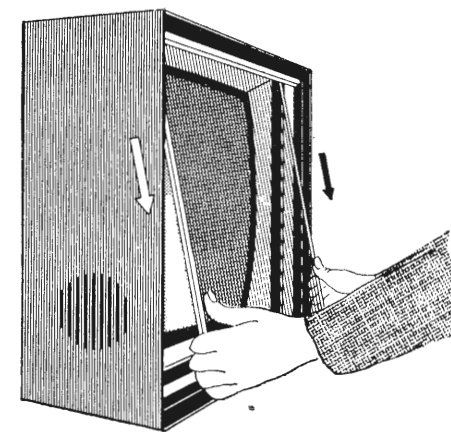
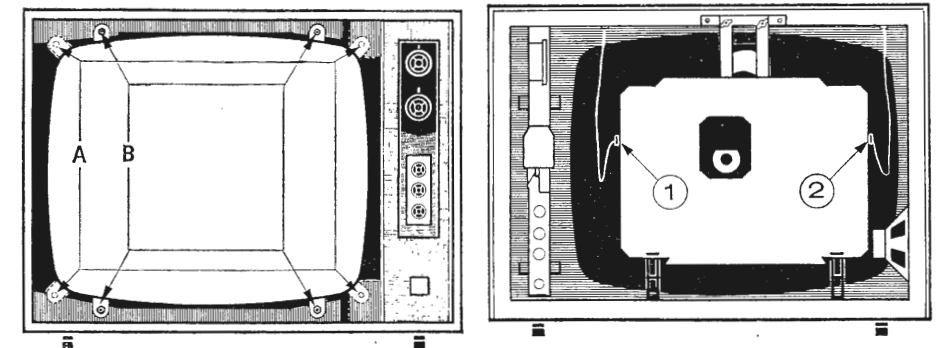
Scollegare i clips delle valvole: PL500 PY88 e DY87 togliendo quest'ultima dal relativo zoccolo. Richiudere il telaio e dissaldare i ponticelli di contatto dal lato terminali del trasformatore distanziandoli contemporaneamente dagli stessi mediante una pinza (figura 11).

È sconsigliabile la dissaldatura dei ponticelli di contatto dal lato del circuito stampato.

Dissaldare dai tre punti 13 il sostegno del bicchiere EAT completo sfilandolo successivamente dal telaio. Disconnettere anche la ventosa dell'EAT dal cinescopio.

Svitare i due dadi speciali 14 e togliere il trasformatore sfilandolo dal telaio.

Le operazioni di montaggio devono essere eseguite in senso inverso facendo attenzione a non esercitare una pres-

Figg. 15-16

Figg. 17-18

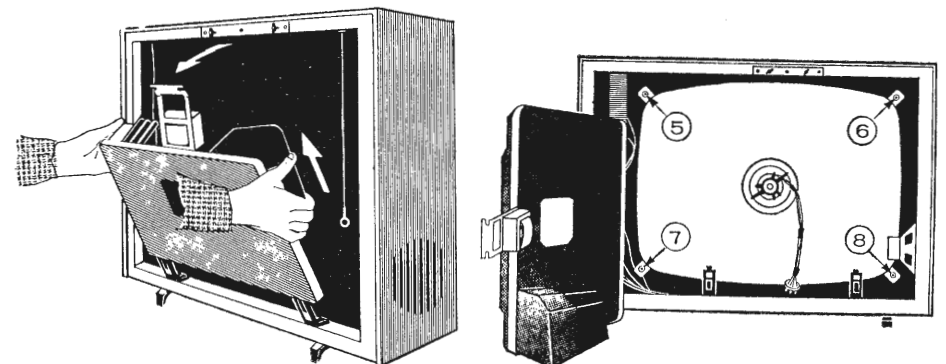
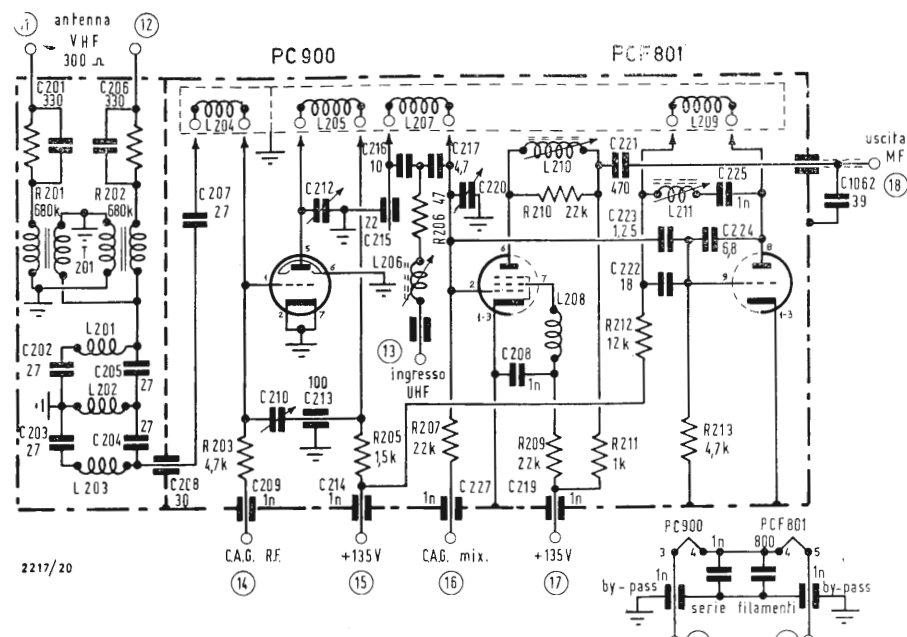



Fig. 19

sione eccessiva sul telaio, la qualcosa potrebbe provocare la rottura del circuito stampato.

15. - SOSTITUZIONE DELLO ZOCCOLO EAT

Tale operazione si effettua togliendo la valvola DY87. Mediante un cacciavite fare leva tra le due parti che compongono il bicchiere isolante ed aprirlo; estrarre quindi lo zoccolo procedendo alla sua sostituzione. Il rimontaggio avverrà in modo inverso.

16. - SOSTITUZIONE DEL BICCHIERE EAT (fig. 10)

Togliere la valvola DY87, dissaldare dai tre punti 13 il sostegno del bicchiere EAT completo e sfilare il medesimo dal circuito stampato.
Mediante un cacciavite fare leva fra le due parti che compongono il bicchiere e scomporlo.
Se lo zoccolo è efficiente introdurre lo stesso nel nuovo bicchiere completo di sostegno, se invece si teme sia difettoso procedere alla sua sostituzione.

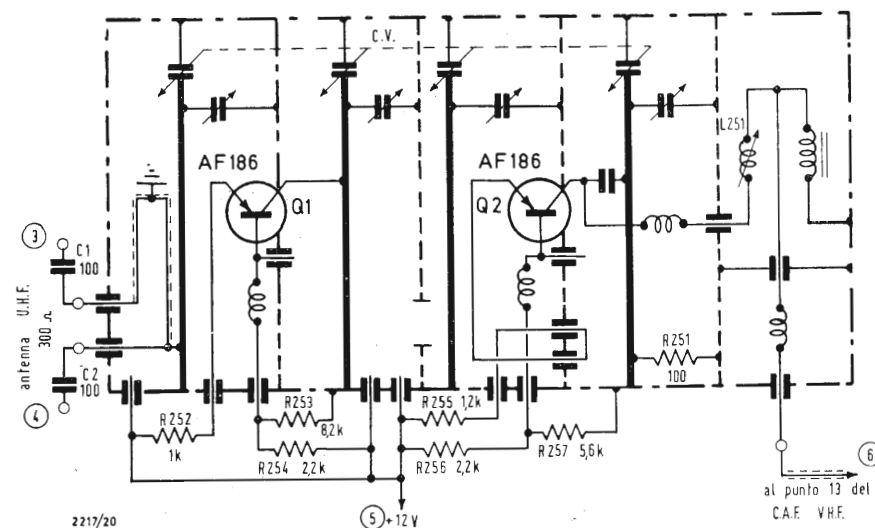



Fig. 20

TABELLA 1. — *Misura delle resistenze e delle tensioni.*

Valvole	p. 1	p. 2	p. 3	p. 4	p. 5	p. 6	p. 7	p. 8	p. 9	P 10	Funzioni
EF183	+ 0,8 122 Ω	— 3 1M25	+ 0,8 122 Ω	—	—	— 0 Ω	+ 180 2 K	+ 150 26 K	+ 0,7 100 Ω	—	1ª Amplificatrice M.F.
EF184	+ 2,6 180 Ω	— 0 Ω	+ 2,6 180 Ω	—	—	— 0 Ω	+ 185 2 K	+ 210 3K5	+ 92 55 K	—	2ª Amplificatrice M.F.
PCL84	— 0 Ω	— 9 1M2	+ 5 270 Ω	—	—	+ 135 5K5	+ 5,5 290 Ω	+ 2 600 Ω	+ 200 1K7	—	Finale video e A.G.C.
EF80	— 0 Ω	— 7 100 K	— 0 Ω	—	—	— 0 Ω	+ 190 12 K	+ 50 290 K	— 0 Ω	—	Amplificatrice M.F. audio
PCL86	— 0 Ω	+ 1,3 2K7	+ 210 13 K	—	—	+ 240 1K3	+ 5 150 Ω	— 820 K	+ 110 220 K	—	Preamp. e finale audio
PCH200	— 0 Ω	— 27 2M6	— 3M4	+ 16 5K3	—	—	+ 9 1 M	— 0,8 1 M	— 0 Ω	+ 65 10 K	Separatrice, amplif. sincro e antid.
PCL85	+ 60 4M5	— 12 100 K	— 0 Ω	—	—	+ 220 750 Ω	+ 210 650 Ω	+ 18 400 Ω	— 560 K	—	Oscillatrice e finale verticale
PCF802	+ 180 1K8	— 26 120 K	+ 175 3K6	—	—	+ 115 34K	— 0 Ω	+ 2,7 1K8	0 900 K	—	Oscillatrice orizzontale e C.A.F.
PL500	— 60 14 M	— 60 14 M	— 0 Ω	—	—	+ 200 2K3	+ 200 2K3	— 0 Ω	— —	—	Finale orizzontale
PY88	— —	— —	— —	— —	— —	— —	— —	— —	+ 230 500 Ω	— —	Diodo smorzatore
DY87	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	Rettificatrice EAT
AW47-91 AW59-91 A59-11W A65-11W	—	— 35 K	+ 400 3M6	0 ÷ 500 0 ÷ 1M5	— —	— 250 K	+ 48 230 K	—	— —	—	Cinescopio

17. - SMONTAGGIO DEL CRISTALLO DI PROIEZIONE (figura 12)

Per i modelli LANCASTER e VALIANT. Svitare le viti 1, 2, 3 e 4 di figura 12. Togliere il profilato inferiore. Mediante la ventosa 5, visibile in figura 15, asportare il cristallo di protezione dalla parte inferiore.
Sfilare il cristallo dall'alto in basso (figura 14).
Per rimontare il cristallo eseguire le operazioni in senso inverso.

18. - SOSTITUZIONE DEL CINESCOPIO

Per i modelli LANCASTER, VALIANT e PHANTOM. Per i modelli LANCASTER e VALIANT, togliere il cristallo anteriore, eseguendo le operazioni sopra citate, quindi asportare la cornice del cinescopio. Per il modello PHANTOM togliere la cornice del cinescopio, dopo aver rimosso il profilato inferiore, eseguendo l'operazione di figura 12.
Smontaggio del cinescopio (figura 15). Togliere il pannello posteriore, aprire il telaio, come precedentemente indicato, e disconnettere: *a*) zoccolo del cinescopio; *b*) spinotto del giogo di deflessione; *c*) ventosa EAT; terminale di massa.
Svitare i dadi *A* (per il modello PHANTOM) o *B* (per i modelli LANCASTER e VALIANT) ed estrarre con molta precauzione il cinescopio dalla parte anteriore. Smontare dal vecchio cinescopio e rimontare di nuovo: *a*) la fascia di fissaggio (escluso il modello PHANTOM che monta il cinescopio autoprotetto); *b*) il complesso di massa; *c*) il giogo di deflessione.
Per rimontare agire in senso inverso.
Per i modelli VICKERS, CONVAIR, SABRE e GLOSTER, togliere il pannello posteriore, aprire il telaio, come indicato, e disconnettere: *a*) zoccolo del cinescopio; *b*) spinotto del giogo di deflessione; *c*) ventosa EAT; *d*) terminale di massa del cinescopio; *e*) spinotti di collegamento all'altoparlante (trasformatore d'uscita). A questo punto, essendo indispensabile asportare completamente il telaio dal mobile, occorre disconnettere i due tiranti che limitano l'apertura del telaio e svitare le viti 1 e 2 (figura 16).
Allentare nuovamente i due galletti di fissaggio ed impugnando il telaio come indicato in figura 17 aprirlo parzialmente ed estrarlo dalle due cerniere, appoggiando sul banco di lavoro come indicato in figura 18.
Svitare i dadi 5, 6, 7 e 8 di figura 18 ed estrarre con precauzione il cinescopio.
Smontare dal vecchio cinescopio e rimontare sul nuovo: *a*) la cornice (solo per i modelli CONVAIR e VICKERS), *b*) il complesso massa; *c*) il giogo di deflessione. Per il montaggio eseguire le operazioni inverse.
Le suddette operazioni devono essere eseguite con le solite precauzioni più volte indicate.

La EMERSON *si riserva di apportare modifiche ai circuiti, in qualsiasi momento senza preavviso. Di tali modifiche viene data comunicazione ai Centri di Assistenza della Casa.* ***A***

dott. ing. Paolo Quercia

Comunicazioni a grandi distanze tramite satelliti

Sono note le realizzazioni americane nel campo delle comunicazioni spaziali. È interessante riportare il punto di vista sovietico sull'argomento. In occasione del lancio del satellite «Fulmine 1» adibito a collegamenti radio e televisivi a grande distanza, avvenuto il 23 aprile 1965, è comparso un articolo sulla rivista russa «Radio» n. 7 e 8 del 1965, scritto dal professor Fortuscenco capo gruppo delle sperimentazioni di collegamenti a grande distanza, tramite satelliti.
Riportiamo una recensione di tale articolo.

Fig. 1

1. - COLLEGAMENTO LUNARE

Già nel 1943 i due scienziati sovietici Mandelstam e Papalecsi hanno studiato la possibilità di un collegamento radio, non sfruttante le proprietà riflettenti degli strati ionosferici, ma la superficie lunare. Inviando uno stretto fascio di onde radio dall'antenna trasmittente e puntando con grande precisione una antenna ricevente verso la luna si può effettuare un collegamento radio per tutto il tempo di visibilità contemporanea della luna nel punto di trasmissione e di ricezione. Per seguire la luna muoventesi intorno alla terra su di un orbita ellittica avente un perigeo di 354.000 km ed un apogeo di 406.000 km, le antenne di trasmissione e di ricezione devono essere mobili. Una onda radio impiega mediamente 1,3 secondi per percorrere il tratto terra-luna ed altrettanto, dopo riflessione sulla sua superficie, per ritornare sulla terra. Si possono avere, dato il lungo tempo di propagazione, difficoltà per un collegamento telefonico in duplex, ma non per collegamenti telegrafici, fototelegrafici o telefonici in simplex. Vi sono però delle notevoli limitazioni, nelle possibilità di stabilire un collegamento, dipendenti dalla posizione geografica reciproca fra trasmettitore e ricevitore e dal periodo dell'anno. Ad esempio la possibilità di collegamento Mosca-Vladivostoc nei primi giorni del mese di maggio è limitata a sole tre ore notturne, che salgono a 11 nella seconda metà del mese e si riducono di nuovo a tre verso la fine del mese.

Ad un ricevitore dislocato in un qualsiasi punto della terra giungerà una aliquota della energia trasmessa molto scarsa, sia per l'affievolimento notevole dovuto alla grande distanza da coprire sia per la limitata capacità riflettente della superficie lunare piuttosto irregolare. I ricevitori devono presentare un'altissima sensibilità. Le difficoltà e le limitazioni elencate hanno portato attualmente ad uno scarso sviluppo dei collegamenti radio terra-luna-terra. Sono stati effettuati alcuni collegamenti telegrafici e telefonici di servizio a banda stretta.

I risultati di tali esperimenti sono incoraggianti e non escludono la possibilità, perfezionati i sistemi di trasmissione, di future applicazioni. In Russia sono stati fatti con buoni risultati collegamenti fonici con un spettro fino a 6 kHz. Gli esperimenti di collegamenti radio tramite la luna proseguono attualmente con lo scopo di perfezionare le apparecchiature.

2. - SATELLITI ARTIFICIALI

2.1. Nuove possibilità di collegamenti a grande distanza si sono aperte con la creazione di satelliti artificiali della terra. I collegamenti tramite satelliti artificiali possono essere di due tipi:
— il satellite, analogamente alla luna, agisce come specchio riflettente delle onde radio;
— a bordo del satellite vi sono delle apparecchiature simili a quelle di una stazione ripetitrice convenzionale. Nel primo caso il sistema terra-satellite-terra è passivo, nel secondo per effetto della stazione ricetrasmittente a bordo del satellite il sistema viene detto attivo. Il ricevitore a bordo del satellite riceve le trasmissioni da terra e le rinvia, dopo una opportuna amplificazione, di nuovo verso terra. Il sistema di collegamento con ripetitore attivo è quello che si presta meglio alle esigenze molto gravose di un collegamento a lunghissima distanza.

2.2. Nello stabilire i parametri principali di un collegamento tramite satelliti è di fondamentale importanza la scelta delle orbite su cui si muoveranno i satelliti traslatori di segnale, in funzione della durata dei collegamenti e della posizione, sulla superficie terrestre, dei punti fra cui deve essere stabilito il collegamento. La tecnica missilistica attuale permette di poter scegliere la forma e la posizione dell'orbita più opportuna. In fig. 1 sono riportate le tracce di diverse orbite ellittiche aventi diverso grado di inclinazione rispetto al piano equatoriale. Più alta risulta l'orbita, più grande sarà il periodo di rivoluzione intorno alla terra e più a lungo sarà visto contemporaneamente, sulla superficie terrestre, un satellite dai due punti fra cui si vuol effettuare il collegamento.

È interessante evidentemente studiare il problema della possibilità di collegamento continuo, per 24 ore. Disponendo satelliti ritraslatori su di un'orbita avente ad esempio un apogeo di 10.000 km., occorrono circa 20 satelliti disposti più o meno regolarmente sull'orbita. Il meccanismo del collegamento è illustrato in fig. 2. Dal punto trasmittente A, l'antenna viene puntata sul satellite che si trova in quel momento in zona di visibilità e lo segue fino al tramonto del satellite al di là dell'orizzonte. In quel momento nel campo di visibilità, sempre del punto trasmittente A deve comparire un altro satellite analogo sul quale viene puntata un'altra antenna uguale alla prima che ha seguito nella sua corsa il primo satellite. In un istante opportuno tutta la catena di trasmissione viene commutata dalla prima antenna puntata sul satellite che sta tramontando sulla seconda antenna puntata in direzione del satellite che sta sorgendo sull'orizzonte. La prima antenna, libera, viene predisposta per essere ripuntata sul satellite che sorgerà in istanti successivi.

Fig. 2

Nel punto di ricezione si hanno processi di inseguimento e commutazione analoghi. La presenza di più satelliti ripetitori in orbita complica naturalmente tutto il sistema del collegamento con notevole aumento delle spese di impianto; d'altra parte però fa aumentare la sicurezza della continuità di esercizio nel caso di avaria di uno dei satelliti ripetitori.

Scegliendo orbite con apogeo più alto il numero dei satelliti necessari risulta notevolmente ridotto. Con un apogeo di 40 mila km, a cui corrisponde un tempo di rivoluzione di circa 12 ore, si può assicurare con tre satelliti dislocati opportunamente sull'orbita un collegamento di durata continua di 24 ore su 24. Realizzazioni pratiche basate sui sistemi descritti attualmente non esistono, però non vi è nessuna ragione di dubitare sulla loro funzionalità.

2.3. Sono stati esaminati, nella descrizione, sistemi di collegamento con satelliti dislocati su orbite ellittiche.

Oltre alla forma ellittica vi è la possibilità di dislocare satelliti su orbite circolari: equatoriali, polari od inclinate sul piano dell'equatore. Con una altezza H = 6.000 km, il periodo di rivoluzione T è di circa 4 ore, per H = 10.000 km T = 6 ore, per H = 20.000 km T = 12 ore, per H = 35.800 km il periodo T = 24 ore.

Se il satellite si muoverà su di un'orbita circolare equatoriale ad una altezza di 35.800 km in direzione della rotazione terrestre, allora il suo moto sarà sincrono con la rotazione della terra intorno al suo asse. Un tale satellite parrà immobile su di un determinato punto della terra e viene detto stazionario o sincrono.

La apparente immobilità del satellite porta ad una notevole semplificazione dell'impianto delle antenne. Un solo satellite sincrono permette di ottenere un collegamento continuo coprendo una area molto vasta. Un sistema di tre satelliti su orbita sincrona disposti come in fig. 3 può ricoprire il 98% dell'intera superficie terrestre; solo alcune zone polari rimarranno escluse.

I satelliti posti su di un'orbita ellittica allungata, nel loro movimento devono tagliare molto spesso le cinture radioattive che circondano la terra. Le apparecchiature di bordo, specialmente le batterie solari, possono soffrire seriamente a causa della radiazione, con rapido deterioramento e facilità di guasti. Un satellite sincrono posto in orbita circolare a 35.800 km ruota in una zona dove le radiazioni sono molto più deboli con probabilità molto superiore di lunga durata delle apparecchiature.

3. - SATELLITI RIPETITORI ATTIVI E PASSIVI

3.1. Le considerazioni riportate sulla disposizione delle orbite sono ugualmente valide per i satelliti ripetitori attivi e passivi.

I satelliti passivi sono sostanzialmente più semplici di quelli attivi. Esistono molti progetti costruttivi di ripetitori passivi.

Gli americani nel 1960 hanno lanciato il satellite sperimentale passivo Echo-1 costituito da un pallone gonfiato del diametro di 30 m presentante una superficie metalizzata esterna. Parametri orbitali: apogeo 1970 km, perigeo 1060 km, periodo di rivoluzione 1 ora e 56,5 minuti. Nel gennaio del 1964 è stato messo in orbita il satellite Echo-2 avente un diametro di 41 m. Tramite questo satellite sono stati effettuati collegamenti fra una stazione inglese ed una stazione sovietica posta in vicinanza della città di Korkof. Le trasmissioni dall'Inghilterra sono

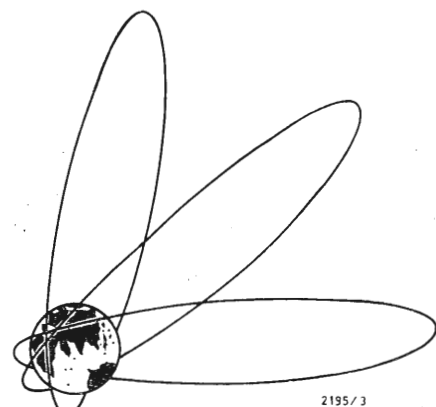
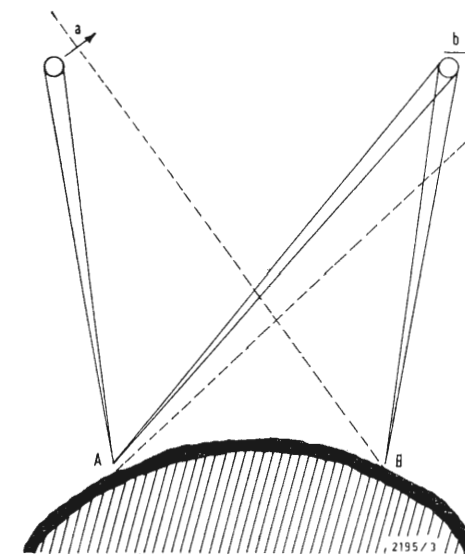
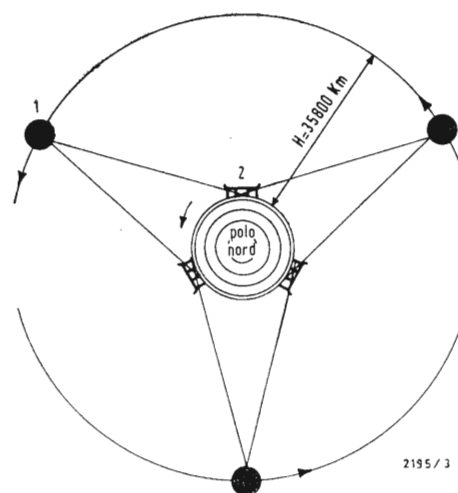



Fig. 3

state effettuate sulla frequenza di 136 MHz per una durata di alcuni minuti. Il livello del segnale ricevuto era molto basso, dato che, come si è supposto, il satellite non si è del tutto aperto, presentando capacità riflettenti inferiori a quelle previste. I satelliti ripetitori passivi possiedono alcune proprietà che i satelliti con ripetitore attivo non hanno. La principale di queste è che mediante un satellite passivo si possono stabilire quanti si vogliono collegamenti indipendenti. Inoltre a bordo dei satelliti passivi non vi è altra apparecchiatura elettronica oltre ad un piccolo trasmettitore che serve da radio faro per il puntamento delle antenne a terra. La mancanza a bordo di una apparecchiatura elettronica complessa assicura una grande sicurezza di funzionamento dei collegamenti anche nel tempo.

Naturalmente non mancano i lati negativi.

Secondo i calcoli con un orbita di altezza di 3.000 km. occorre un trasmettitore di 100 kW. Per ottenere un collegamento del 90% su 24 ore occorrono 40 satelliti che entrano susseguentemente nella zona di visibilità reciproca fra trasmettitore e ricevitore. Aumentando l'altezza dell'orbita per diminuire il numero dei satelliti la potenza del trasmettitore sale con la quarta potenza. Per un satellite sincrono posto ad una distanza di 35.800 km, occorre un trasmettitore che sia 2600 volte più potente rispetto a quello necessario per un'orbita a 3.000 km. Questa potenza è senz'altro irrealizzabile.

3.2. Consideriamo adesso i parametri principali di un sistema con ripetitore attivo. Riferiamoci come esempio a satelliti posti su di un'orbita ellittica allungata, con il piano dell'orbita inclinato rispetto a quello dell'equatore. Se l'apogeo è a 36-40 mila chilometri sono sufficienti tre satelliti per assicurare un collegamento continuo nelle 24 ore.

La potenza del segnale sul ricevitore è inversamente proporzionale al quadrato della distanza tra ricevitore e trasmettitore. La realizzazione di un progetto di collegamento con satellite attivo non è scevra da molte difficoltà. A bordo del satellite non si possono avere antenne ad alto guadagno per le difficoltà costruttive di antenna di grandi dimensioni; le antenne devono essere inoltre rigorosamente puntate verso terra. Quando sarà messa a punto la tecnica per un rigoroso puntamento di un satellite verso terra, si potranno realizzare le antenne di bordo con un guadagno di 30 dB; questo permetterà un sostanziale miglioramento delle prestazioni del collegamento.

L'ingombro dell'intera stazione ripetitrice a bordo del satellite deve essere limitato. La potenza del ripetitore di bordo è necessariamente limitata dalle sorgenti di energia che sono costituite attualmente dalle batterie selan(1). La potenza del trasmettitore di bordo risulta essere 10-20 W.

Con tale potenza in trasmissione, con un satellite posto ad una altezza di 36-40 mila chilometri, si hanno sul ricevitore 10^{-12} W. Il funzionamento di un ripetitore attivo è il seguente. Il segnale da terra, trasmesso nella banda delle microonde viene captato dall'antenna ricevente di bordo del satellite. Il segnale captato, dopo essere stato amplificato ed avere subito una duplice conversione viene inviato su un TWT e quindi all'antenna trasmittente di bordo.

3.3 Oltre alle apparecchiature di traslazione del segnale utile a bordo del satellite vi sono altre diverse apparecchiature complementari.

1) Apparecchiatura per la stabilizzazione delle antenne in modo che la radiazione dei segnali sia diretta sempre verso terra.

2) Generatore di segnali di localizzazione del satellite su cui si possano posizionare le antenne di terra e seguirlo con le medesime durante il suo moto. Tale generatore di segnali è particolarmente necessario nel caso di satelliti non sincroni.

3) Apparecchiature telemetriche e di comando atte a fornire a terra i parametri necessari per stabilire la funzionalità o meno delle apparecchiature di bordo e che permettono di trasmettere, su segnale da terra, il comando di inserzione di un apparecchio a bordo del satellite medesimo.

3.4. Le apparecchiature di bordo devono soddisfare a severissime condizioni per la sicurezza di funzionamento riguardante sia il singolo elemento sia l'intero complesso. Occorre tener presente che tutti gli elementi sono sottoposti in esercizio ad accelerazioni molto forti, urti e vibrazioni. Per ridurre il peso vengono largamente usate leghe leggere, circuiti stampati e semiconduttori. Solo lo stadio di potenza del trasmettitore monta un TWT di speciale costruzione che ne assicura una lunghissima vita.

L'alimentazione delle apparecchiature di bordo è assicurata da batterie solari che trasformano in energia elettrica l'energia luminosa. Si ottengono circa 0,7 W per dm² di superficie illuminata.

4. - LE APPARECCHIATURE DI TERRA

4.1. Un elemento fondamentale delle stazioni poste a terra è costituito dal gruppo antenne. Tali antenne, molto grandi, del diametro di 15-30 m e con un guadagno non inferiore a 40 dB, hanno uno speciale dispositivo per l'inseguimento del satellite che si muove sulla sua orbita. Questo dispositivo deve permettere di lavorare con molta precisione, perchè l'angolo di apertura del lobo principale del diagramma di radiazione dell'antenna è solamente di alcuni minuti.

La guida delle antenne è comandata dai parametri orbitali rilevati su particolari punti di misura.

Tali parametri orbitali entrano in un calcolatore elettronico che elabora un programma di inseguimento ed il segnale necessario per il comando del movimento delle antenne.

Le antenne possono essere guidate anche basandosi sul trasmettitore di localizzazione a bordo del satellite. Il segnale di localizzazione viene ricevuto da un ricevitore molecolare a basso rumore (maser) oppure parametrico raffreddato che dà una temperatura di rumore equivalente a 40°K.

Per evitare le perdite sui cavi di trasmissione il gruppo a basso rumore (preamplificatore) viene montato direttamente dietro l'antenna — in una cabina posta dietro al paraboloide. Il tratto di amplificazione è costituito da un ricevitore convenzionale. Finalmente dopo amplificazione in media frequenza un apposito ricevitore di localizzazione elabora il segnale necessario per guidare le antenne.

5. - PROBLEMI VARI

Altro problema fondamentale per un collegamento tramite satelliti è nella scelta delle frequenze. Vi sono molti punti di contatto con i problemi di collegamento dei ponti radio terrestri. Si devono prevedere collegamenti a larga banda, circa 30 MHz, per potere trasmettere immagini televisive e almeno 600 canali telefonici. Secondo calcoli effettuati è risultato che il costo per canale e per km. in un collegamento, terra-satellite-terra, e con distanze tra i due punti di terra da collegare maggiori di 3.000 km, è inferiore di quello transcontinentale con posa di un cavo. Perchè un satellite emetta la sua energia su di un territorio, estremamente vasto, è indispensabile definire esattamente tutte le frequenze di emissione onde evitare interferenze anche con le trasmissioni terrestri.

Nell'autunno del 1963 a Ginevra in una conferenza intercontinentale sono state definite le frequenze di funzionamento. Le trasmissioni terra-satellite devono avvenire nella gamma 4400-4700 MHz, 5725-6425 MHz e 7900-8400 MHz. Il collegamento satellite-terra dopo traslazione deve essere effettuato alle frequenze 3400-4200 MHz e 7250-7750 MHz. Vi sono attualmente molti progetti e realizzazioni di collegamenti attraverso satelliti.

6. - ATTUAZIONI SOVIETICHE

Il 23 aprile 1965 è stato lanciato il satellite di comunicazioni « Fulmine 1 » su un'orbita ellittica molto alta. Il periodo iniziale di rivoluzione era 11 ore e 48 minuti. A bordo del satellite vi sono le apparecchiature ripetitrici per programmi televisivi, per telefonia a grande distanza, per fototelegrafia e telegrafia. È stato effettuato uno scambio di programmi televisivi fra Vladivostoc e Mosca.

Nel numero 8-1965 della rivista Radio è riportato un servizio giornalistico scritto in occasione di una prova sperimentale di collegamento televisivo a colori. È importante notare che il sistema di televisione a colori usato è il SECAM, che, come è noto, è stato adottato in tutto il territorio dell'U.R.S.S. Il programma televisivo stabilito veniva inviato al satellite « Fulmine 1 » che dopo amplificazione la ritrasmetteva a terra a stazioni di ascolto poste mediamente a 1500 km. da Mosca. Dalle stazioni di terra, il segnale veniva, questa volta rinviato agli studi presso Mosca, mediante una normale catena di ponti radio.

Due monitori sovrapposti, uno per il segnale trasmesso ed uno per quello ricevuto, fornivano direttamente il confronto fra l'immagine trasmessa e quella ricevuta. Complessivamente la distanza coperta era di oltre 80.000 km comportante un ritardo in ricezione di 0,3 secondi. Le prove hanno dato un ottimo risultato avvalorando la bontà delle apparecchiature impiegate e l'idoneità del collegamento cosmico.

A

(1) Sono state sperimentate con buon successo pile nucleari ed a combustione che potranno sostituire le pile solari, facilmente guastabili con le radiazioni.

Sempre più difficile la scelta della TV a colori

(segue da pag. 96)

E' ben vero che anche con gli altri sistemi è possibile la registrazione magnetica; ma con magnetoscopi di alta precisione particolarmente elaborati e corretti.

Ma ora che la tecnica delle trasmissioni TV è decisamente orientata verso i programmi preregistrati, il problema della registrazione su magnetoscopi semplici e facilmente trasportabili, assume un'importanza fondamentale e tale comunque da indurre gli Enti televisivi a profondi ripensamenti.

Abbiamo voluto nel giro di queste brevi considerazioni, dare al lettore un quadro sintetico ma preciso della confusione che ancora regna, a breve scadenza da tanto attese e decisive riunioni internazionali, nel campo della TV a colori.

A.

Attrezzatura televisiva per un ospedale di Marsiglia

La PHILIPS francese ha fornito il nuovo ospedale Nord di Marsiglia di un impianto completo di televisione a circuito chiuso in bianco e nero e a colori.

Grazie a questo impianto gli studenti possono seguire nell'anfiteatro lo svolgersi completo delle consultazioni, i resoconti di una radiodiagnostica o le diverse fasi di un intervento chirurgico.

Un'apparecchiatura analoga era già stata realizzata precedentemente presso l'ospedale neurologico di Lione.

(ph. s. s.)

dott. ing. Antonio Rovelli

Su alcuni problemi connessi con l'altoparlante delle note centrali*

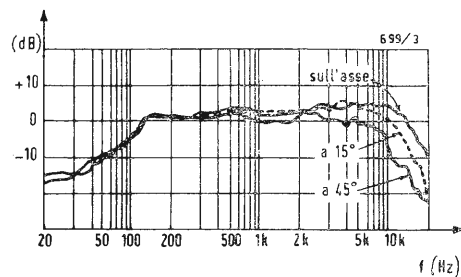



Fig. 1 - La distanza dell'altoparlante dal microfono è 30 cm; curve prese sull'asse rispettivamente a 15° e a 45°. Si noti che il « Médomex », grazie al suo deflettore, si conserva perfettamente valido per la frequenza di taglio generalmente adottata, diciamo 5 kHz. Sull'asse la risposta resta buona fino a 12 kHz. Al lato basso della curva, sebbene per ragioni di prezzo di vendita del filtro, la « VEGA » tagli a 600 Hz, si può utilizzare questo altoparlante con un filtro che tagli a 300 Hz.

ANZITUTTO SARÀ UTILE fare il punto esatto sul registro musicale *medio* e introdurre una sfumatura terminologica riguardo all'altoparlante particolare cui è affidato il compito di riprodurre le note centrali nei sistemi riproduttori a tre vie, cioè il campo di frequenze compreso fra i bassi e gli acuti propriamente detti. Da un complesso diffusore all'altro esistono però differenze di concezione tali che, nella maggior parte dei casi, è strettamente inesatto parlare di « altoparlante del registro medio ». In realtà, questo registro comprende due ottave, che si possono designare rispettivamente come « medio bassi » e « medio acuti » intorno al la_3 = 440 Hz del diapason.

Questo registro è limitato da frontiere che nessuno può contestare: da un lato 250 Hz (tenuto conto delle comuni tolleranze, fra il si_2 di 247 Hz e il do_3 centrale di 261 Hz); dall'altro lato, 1 kHz, frequenza normalizzata fisicamente, che si inserisce fra il si_4 di 988 Hz e il do_5 di 1046 Hz. Ora, quante volte non si incontrano impianti sonori dove si affida all'altoparlante « centrale » una gamma estendentesi da 1 (o 2) a 4 (o 5) kHz? Non è allora più possibile parlare di « medio », perchè musicalmente si supera di già il « sopraacuto ». Infine rallegriamoci di ciò che il « comitato di studio dei termini tecnici francese » si propone di fare introducendo il termine « altoparlante mediale », che eliminerà qualunque equivoco musicale-tecnico.

Un buon altoparlante coprente la banda media delle frequenze udibili — ivi compresa una parte al centro del vero registro musicale medio — non è un prodotto corrente, soprattutto senza scostarsi dal classico principio elettrodinamico. Quello che viene qui presentato è assai più che un buon diffusore, poichè merita di figurare in una categoria superiore, a motivo del suo circuito magnetico di potenza non comune per un trasduttore destinato ad una particolare banda passante, comprendente, oltre alla regione orchestrale fisica massima (250 ÷ 1000 Hz), quella della sensibilità fisiologica massima dell'orecchio (1 ÷ 4 kHz), particolarità importante questa, che autorizza generalmente l'impiego di un magnete assai modesto. Ma questa pratica, indipendentemente da ogni considerazione di rendimento elettroacustico, è sfavorevole riguardo alla trasmissione ottima delle informazioni transitorie.

L'ottenimento di quest'ultima qualità giustifica una certa « riserva di rendimento » (dopo, s'intende, della riserva di potenza degli amplificatori!). Il « Médomex » della VEGA offre, in questo senso, una grandissima sicurezza, col suo flusso magnetico totale di 79000 maxwell, creante nel traferro (nucleo di 38 mm) un'intensità di campo di 13000 oersted, accostandosi così senza inconvenienti alle unità motrici più sensibili nei registri grave ed acuto.

Per contro, se si deve « sposarlo » ad un altoparlante dei bassi poco sensibile (formula sempre più adottata e generalizzata), si prova il bisogno di ridurre notevolmente il segnale applicato alla sua bobina mobile. Ciò si ottiene idealmente con un attenuatore a impedenza costante (potenziometro a L o a T).

La zona di frequenze di impiego del « Médomex », fa sì che questo altoparlante « mediale », nel senso precisato sopra, sia anche largamente un « medio », poichè viene utilizzato, al limite inferiore, fino ad una frequenza prossima a 350 Hz, ossia fino a una mezza ottava sopra la risonanza naturale dalla membrana, che, senza caricoposteriore, è all'incirca 250 Hz. Questa è magneticamente molto bene smorzata, indipendentemente dall'apporto del fattore di smorzamento dell'amplificatore, il cui effetto è d'altronde sminuito nel caso dell'impiego di un filtro ripartitore. Il diaframma offre un diametro utile di 110 mm ed è a profilo esponenziale, favorevole alla rigidità e all'estensione uniforme, con adeguata diffusione, della risposta alle frequenze alte. La radiazione isotropa di queste ultime viene anche favorita dall'adozione di un *deflettore* metallico centrale. Talvolta si usano, per designarlo, i termini « *stabilizzatore di fase* » e « *antivortice* », che indicano che la sua funzione è complessa; ad ogni modo, la sua azione si traduce manifestamente sulle curve di risposta acustiche comparate sull'asse e con sfalsamento angolare. Così, il « Medomex » sale utilmente entro un fascetto di circa 30°, a 12 kHz, limite tale che, per molti programmi, l'altoparlante può bastare a sè stesso, senza bisogno di un tweeter. Si nota sulle curve di trasmissione l'assenza di qualsiasi « accidente di contorno »; essendo la sospensione esterna in tessuto di poliuretano, il diaframma sfugge alla formazione di onde riflesse responsabili dell'anomalia caratteristica, che appare quando si rilevano automaticamente le curve. Le misure, che formano l'oggetto dei nostri grafici, sono state eseguite dalla VEGA, in ambiente anecoico, col classico registratore Bruël e Kjaer. Ma abbiamo avuto la curiosità di rifare le misure *in situ*, usando registrazioni di bande di rumore « rosa » e di suoni ululati; la concordanza è veramente perfetta.

Fig. 2 - Curva di trasmissione acustica rilevata alimentando il « Médomex » attraverso il filtro divisore « VEGA » (12 dB/ottava, a 60 Hz e a 5 kHz); le bande grave ed acuta sono caricate con resistenze di 15 Ω.

Fig. 3 - Curva dell'impedenza elettrica; altoparlante solo diretto verso il soffitto.

Uno schermo piano (o a bordi ripiegati) di piccola superficie basta ad assicurare una trasmissione nel piano orizzontale fino alla soglia utile, che si trova anche al disotto della frequenza di risonanza meccanica dell'equipaggio mobile, la cui ampiezza relativa viene ancora ridotta con l'uso di uno schermo di superficie modesta: 35 × 25 cm, per esempio; si pratichi una foratura circolare di 13,5 cm di diametro, scentrata, che consenta di fissare il telaio dell'altoparlante dal davanti, il che è desiderabile per evitare qualsiasi effetto di tunnel dovuto allo spessore del pannello. Adottando così la formula più semplice — e poichè non è richiesto alcuno smorzamento acustico complementare — ci si assicura la miglior risposta ai transitori. Inoltre, poichè nessuno accusa la presenza di assorbenti in un contenitore acustico di creare distorsione di fase, si evita completamente questo fenomeno nella regione ove esso è più sensibile.

Come effettuare l'accoppiamento all'amplificatore e agli altoparlanti associati? Diciamo subito che questo problema di « distribuzione » viene risolto nel migliore dei modi, senza tentativi, né rischi, con l'uso del filtro ripartitore a tre vie « Véga »: frequenze di incrocio a 600 Hz e a 5 kHz, con pendenza di attenuazione 12 dB/ottava.

Questo filtro, accuratissimamente costruito, è stato appositamente studiato per il « Médomex »; abbiamo potuto constatare che è difficile eguagliare questa soluzione. Tuttavia, una prova fatta con un biamplificatore (in entrambi i canali stereofonici) con filtro ripartitore « elettronico », con incrocio fisso a 350 Hz si è rivelata promettente.

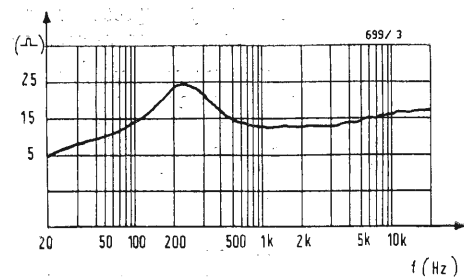
I « Médomex » possono allora essere collegati direttamente all'uscita degli amplificatori di potenza dei registri medio-acuti. Non rimane ora che di associare loro gli altoparlanti per gli acuti. Il che non è facile se non si adotta la soluzione VÉGA, che prevede un filtro completo a 5 kHz, ivi compresa un'induttanza in serie (valore di L tra 0,5 e 1 mH), con l'altoparlante *mediale*, per ridurre la sua risposta al di là di questo limite.

Conviene pure scegliere, per affidargli gli acuti estremi, un altoparlante molto sensibile. Il « 90 FML-B » classico, con diaframma di carta, della stessa VÉGA, è evidentemente adatto a questo scopo. Se si preferisce un tipo di camera di compressione a padiglione, la condizione del rendimento è soddisfatta, ma bisogna fare attenzione al suo caratteristico timbro nasale. Bisogna cercare di associare un « tweeter » a diaframma emisferico a larga diffusione. Se conviene il « T15 » della K.E.F., per dare un altro esempio diremo che non sarà lo stesso con un « HF1300 » della Celestion. Ciò per una semplice questione di livello e non di qualità.

L'introduzione di un attenuatore nel ramo dell'altoparlante mediale è augurabile in ogni caso; se si usa un tweeter a padiglione, esso è indispensabile nel ramo degli acuti, filtro che può essere eliminato se si usa il « Médomex » da solo per il campo medio-acuto. Ma questo ultimo, oltre alla mancanza di compensazione della caduta di livello, fuori dall'asse alle frequenze più alte (il che non ha grande importanza se si pratica l'ascolto stereofonico secondo le regole più ortodosse), arrischia di essere influenzato da quel genere di timbro che certi tecnici, ed anche musicisti, designano talvolta — non si sa bene il perchè — coll'appellativo di « duro ».

Resta infine una possibilità di impiego del « Médomex »: fare di esso, montandolo sullo schermo precedentemente suggerito e montando poi in serie ad esso un condensatore di 20 μF, un'induttanza di 0,5 mH o un attenuatore a L di 15 Ω, un *altoparlante di presenza* da aggiungere in parallelo ad un gruppo di altoparlanti preesistenti, alla condizione che la banda 500 ÷ 5000 Hz non sia già accentuata. La risposta a queste frequenze medie deve allora essere almeno orizzontale, o anche leggermente saliente, il che genererà, con la musica sinfonica, un effetto di audizione a distanza, in una grande sala, e ridurrà al massimo le distorsioni dovute alle armoniche più percettibili.

A un simile tipo di presentazione delle informazioni sonore, il « Médomex » apporterà, qualora il genere di programma e/o l'equilibrio iniziale solista-orchestra della sorgente faccia desiderare questo effetto, un mezzo acustico di dosare l'« ingrandimento » dei piani sonori.

A

(*) *Revue du son*, ottobre 1965, pag. 390.

dott. ing. Antonio Contoni

Una catena stereofonica 2 x 18 W completamente transistorizzata*

QUESTA catena transistorizzata che porta il nome di Cosmos II, è una realizzazione ALFAR ELECTRONIC. Le caratteristiche essenziali sono le seguenti:

— potenza a 1 kHz per ciascun canale 18 W con carico 15 Ω; 16 W con carico 4 Ω;
— banda passante del solo amplificatore 8÷140.000 Hz entro ±1 dB, dell'amplificatore e del preamplificatore insieme 8÷100.000 Hz entro ±2 dB;
— distorsione alla potenza nominale, minore dello 0,2%;
— resistenza interna 0,2 Ω;
— tasso di controreazione globale 65 dB;
— commutatore di entrate a 6 posizioni; le impedenze di entrata e le sensibilità rispettive, per la potenza massima, sono le seguenti:
1 – sintonizzatore radio 50 kΩ; 0,1 V;
2 – magnetofono 100 kΩ; 0,25 V;
3 – fono a cristallo 250 kΩ; 0,25 V;
4 – fono magnetico, curva RIAA, 50 kΩ; 4 mV;
5 – nastro magnetico, curva NARTB, 50 kΩ; 3 mV;
6 – microfono 50 kΩ; 2,5 mV;
— regolatori di tono bassi e acuti separati: + 25 dB e — 15 dB a 50 Hz; + 12 dB e — 13 dB a 10 kHz;
— filtro passa alto antirombo con attenuazione 16 dB/ottava a 30 Hz;
— filtro passabasso a 8 kHz e 15 kHz con attenuazione 12 dB/ottava;
— correzione Fletcher + 15 dB a 30 Hz;
— commutatore mono-stereo, mono 1 o mono 2 con spie luminose di controllo;
— uscita di modulazione dopo il preamplificatore, per registrazione su magnetofono, livello 0,1 V per canale;
— uscita per il 3° canale, corrispondente alla somma dei due canali.

Questo amplificatore è adatto per altoparlanti aventi impedenze comprese fra 4 e 15 Ω.

Il bassissimo livello di soffio è dovuto all'impiego di transistori sotto alimentati nel preamplificatore con resistenze a strato. L'assenza di trasformatore di uscita contribuisce a dare l'eccellente curva di risposta, grazie all'impiego di un'alta controreazione che riduce di distorsione, diminuisce la resistenza interna ed aumenta la stabilità.

Le dimensioni dell'elegante mobile metallico del Cosmos II sono le seguenti: larghezza 325 mm, profondità 260 mm, altezza 80 mm. Il pannello anteriore comporta tutte le regolazioni con le loro indicazioni incise; da sinistra a destra: potenziometro doppio di bilanciamento, potenziometro doppio di regolazione separata dei bassi su ciascun canale, potenziometro doppio di regolazione degli acuti su ciascun canale, potenziometro doppio di volume a comando unico, commutatore selettore di funzioni a 6 posizioni.

Sulla parte inferiore del pannello anteriore, sempre da sinistra a destra: commutatori scorrevoli arresto-marcia, stereo, mono 1 e mono 2, correzione Fletcher, mono-stereo, filtro passa basso, filtro 8 o 15 kHz. Le prese di entrata e di uscita, la presa d'alimentazione di rete e i fusibili sono accessibili sul pannello posteriore che serve da radiatore ai 4 transistori di potenza.

1. - SCHEMA DI PRINCIPIO

1.1. - Il preamplificatore.

Lo schema del preamplificatore adottato per ciascun canale, comporta 5 transistori (SFT337; SFT323; SFT 337 e due SFT323) è rappresentato in fig. 1.

Il preamplificatore di entrata per bassi livelli di tensione (fonorivelatore magnetico, microfono, testina di magnetofono e fonorivelatore piezoelettrico) è costituito da due transistori montati in cascata con accoppiamento diretto. Il primo transistore è di tipo SFT337, particolarmente studiato per basso rumore. La tensione fra emettitore e collettore è bassissima (1 V circa), come pure la sua corrente; per questo fatto il suo livello di rumore è estremamente basso. La polarizzazione di base è prelevata dall'emettitore del secondo transistore SFT323. Ne risulta una controreazione di corrente continua che stabilizza il circuito in funzione dell'alterazione delle caratteristiche e della temperatura, sempre temibile nei circuiti ad accoppiamento diretto. Un circuito di controreazione selettiva collega il collettore dell'SFT323 all'emettitore dell'SFT337. Questa controreazione permette di ottenere la curva RIAA per i fonorivelatori magnetici, la curva NARTB per le testine dei magnetofoni e la curva lineare per i microfoni; essa dà anche all'impedenza di entrata un valore alto (47 kΩ) conveniente a questo genere di fonorivelatore. Inoltre il guadagno dipende dagli elementi (stabili) del circuito di controreazione e non dal guadagno dei transistori. La distorsione è di conseguenza bassissima, anche ad alti livelli di entrata. Il commutatore doppio selettore di entrate a 6 posizioni comanda pure il circuito di controrea-

(*) *Le Haute-Parleur*, ottobre 1965, pag. 62.

Fig. 1 - Schema di principio dei due preamplificatori e dell'alimentatore comune ai due canali.

Fig. 1 bis - Schema di un amplificatore di potenza.

Fig. 2 - Disposizione meccanica, vista di profilo, delle basette di uno dei preamplificatori.

zione, adattando l'entrata al tipo di fonorivelatore usato. Si noti che il rivelatore piezoelettrico viene anch'esso applicato all'entrata di questo stadio preamplificatore, poichè gli è riservata una correzione speciale, che permette una migliore utilizzazione di questo tipo di fonorivelatore.

Il selettore di entrata sceglie fra il preamplificatore (posizioni 3) e le entrate 2 ad alto livello (radio, o magnetofono o altro). Segue immediatamente il potenziometro di volume di 100 kΩ. Si noti che le due entrate « Radio » e « Magnetofono » non possono divenire saturate, perchè alimentano direttamente il potenziometro di volume. Un'uscita di modulazione presa ai capi di questo regolatore permette di utilizzare il preamplificatore per registrare con un magnetofono « senza nulla staccare ». L'uscita del 3° canale sulla presa è una composizione della modulazione dei due canali; essa è cortocircuitata in assenza dell'apposita spina, allo scopo di evitare l'intermodulazione fra i due canali. L'impedenza di entrata (100 kΩ) ad alto livello è forte e si adatta perfettamente ai sintonizzatori e ai radioricevitori (uscita rivelata). I due stadi di preamplificazione seguenti sono identici a quelli di entrata; presentano perciò gli stessi vantaggi: alta impedenza di entrata (necessaria con un potenziometro di volume di 0,1 MΩ), stabilità e basso soffio. La differenza sta nelle tensioni di alimentazione, che sono qui un poco più alte per trasmettere senza distorsione la modulazione il cui livello è ora più alto. D'altra parte, il circuito di reazione selettiva è qui riservato alla correzione Fletcher (esaltazione delle basse frequenze ai piccoli livelli di ascolto); l'effetto è ottenuto mediante il condensatore di 150 nF (100 + 50 nF). Su questo stesso stadio, un filtro passabasso commutabile a 8 e a 15 kHz sfrutta la rotazione di fase nei circuiti 10 nF, 820 Ω e 10 nF.

Lo stesso principio viene sfruttato per l'effetto antirombo, o circuito passa-alto, dovuto al condensatore 33 nF nella base dell'SFT337. L'effetto di reazione e controreazione alle varie frequenze permette di ottenere un taglio ripido (16 dB per ottava) al disotto di 30 Hz e al disopra di 8 o 15 kHz. Il circuito di correzione dei toni bassi e acuti è qui un adattamento per transistori del correttore Baxandall. I valori dei potenziometri sono molto diversi (60 kΩ e 20 kΩ), come pure quello degli altri elementi associati, ma il principio è identico e le qualità sono le stesse: bassa distorsione dovuta al circuito con forte controreazione, grande efficacia di regolazione dovuta alla doppia azione dei potenziometri, perfetta simmetria delle curve. Il transistore qui adottato è un SFT323. Segue il circuito di bilanciamento, i cui valori sono scelti in modo da non apportare praticamente alcuna attenuazione al canale più debole. Il circuito è anche corretto in frequenza da $C = 150$ pF. Questo circuito consente l'estinzione completa di un canale o dell'altro, il potenziometro doppio utilizzato evita la diafonia. I due commutatori mono-stereo permettono di fare le seguenti combinazioni:

1) *posizione stereo* (due lampadine spia accese); i due canali sono separati; le due serie di entrate corrispondono alle due uscite;

Fig. 3 - Filatura delle quattro basette a terminali di un canale preamplificatore. La filatura del preamplificatore del secondo canale è identica a questa.

2) *posizione mono* 1 (una spia accesa); i due amplificatori sono in parallelo; essi sono alimentati da una sola serie di entrate;

3) *posizione mono* 2 (una spia accesa); i due amplificatori sono sempre in parallelo e sono alimentati dalle due serie di entrate.

1.2. - L'amplificatore.

L'amplificatore comprende per ciascun canale 6 transistori (AC135, AC138, AC139, AC141 e due AL102) e altri due transistori TA210 montati come diodi. In fig. 1 bis è rappresentato un solo amplificatore.

Il primo stadio AC135 di tipo *p-n-p*

Fig. 4 - Telaio montato visto di sotto.

è montato come preamplificatore ad emettitore comune all'uscita del commutatore mono-stereo. Il suo carico di collettore di 3,3 kΩ è alimentato dopo il disaccoppiamento effettuato dalla cellula 15 kΩ, 100 μF, e il suo circuito di emettitore comporta una resistenza non disaccoppiata di 27 Ω, che produce una controreazione. Il secondo stadio è pure un transistore *p-n-p* (AC138) montato come amplificatore ad emettitore in comune. L'accoppiamento fra il suo collettore e la base del transistore sfasatore AC141 è diretto.

I transistori complementari *p-n-p* AC139 e *n-p-n* AC141 sono montati come sfasatori e pilotano direttamente il sistema controfase ad alimentazione in serie dei due transistori di potenza AL102. Si notino i due diodi D_1 e D_2 di stabilizzazione della corrente di riposo, e la resistenza regolabile 3,3 kΩ, che regola la corrente di riposo dei transistori di potenza. I diodi D_1 e D_2 sono sostituiti da due transistori TA210, dei quali si utilizzano le giunzioni emettitore-base; l'uscita del collettore non è utilizzata. Le due resistenze di stabilizzazione degli emettitori del controfase di uscita sono a filo. La bobina mobile dell'altoparlante è collegata con un condensatore di 2500 μF, 25 V, al collettore del secondo transistore, e porta continuamente la metà della tensione negativa di alimentazione.

2. - ALIMENTAZIONE

Un trasformatore da 110 a 250 V ha un secondario di 2 × 36 V collegato a due raddrizzatori a secco delle due semionde che forniscono una tensione negativa applicata per ciascun amplificatore a un diodo in serie BY116 seguito da un condensatore di filtro di 250 μF e da un fusibile di 0,8 A, che protegge i transistori di potenza.

3. - MONTAGGIO E FILATURA

La concezione meccanica di questo complesso è stata molto studiata, al fine di collocare tutti gli elementi in un volume ridotto, pur conservando un'accessibilità sufficiente, e di facilitare il lavoro di cablaggio. La maggior parte degli elementi è montata su basette di bachelite a terminali fissi sopra un'incastellatura montata all'interno del telaio. Quattro placchette vengono utilizzate per ciascun canale amplificatore e il cablaggio è simmetrico. La fig. 2 mostra la vista del profilo di uno di questi due complessi, visto dal lato anteriore del telaio. Le basette di bachelite *A* e *B*, *C* e *D* sono identiche e comportano 46 pagliette simmetriche. Esse sono fissate rispettivamente all'angolare metallico per mezzo di due steli filettati e mantenuti alla distanza di circa 6 mm da questo angolare. Quest'ultimo comporta i fori necessari per il fissaggio dei supporti dei transistori disposti nello stesso allineamento. Il primo lavoro da fare consiste nel montare e fissare tutti gli elementi della fig. 3 e collegarli conformemente al piano che rappresenta tutte le basette viste dal lato della parte inferiore del telaio principale e ribaltate sopra uno stesso piano. Gli elementi sono, ben inteso, collegati dal lato esterno alle basette; il lato interno non comporta alcuna connessione. In fig. 4 si vede pure il cablaggio dei supporti dei transistori. La paglietta di uscita più distanziata corrisponde al collettore. *A*

Una novità assoluta: ora anche la TV tutta a transistors

Il transistore, piccolissimo componente elettronico nato da poco più di 15 anni, è ormai legato ad innumerevoli applicazioni nel campo elettronico.

Per l'uomo della strada esso è stato soprattutto l'artefice del « boom » della radiolina portatile e del microricevitore radio.

Nel campo dei televisori il progresso in questo senso è stato invece molto più lento e solo negli ultimi anni si è giunti ad ottenere televisori parzialmente transistorizzati: nei circuiti ad alta tensione la « valvola » era ancora insostituibile. Oggi invece, dopo accurati studi ed esperienze di laboratorio, la Ates Componenti Elettronici S.p.A. di Milano, mette a disposizione dei costruttori TV alcune serie di semiconduttori che permettono la *completa transistorizzazione* di qualsiasi ricevitore televisivo anche a grande schermo.

Allo scopo di rendere evidente, in modo tangibile, quest'assoluta novità, i laboratori Ates hanno realizzato un televisore a grande schermo, completamente a transistori, che è stato presentato funzionante al Salone dei Componenti Elettronici di Parigi 3-8 febbraio 1966.

Questa nuovissima prospettiva permetterà d'ora in poi ai costruttori di produrre ricevitori televisivi di qualità assolutamente superiore, di grande compattezza di costruzione e che richiedono solo 1/3 della potenza necessaria ad un corrispondente apparecchio tradizionale. Si realizza così il « televisore a stato solido » che gli utenti potranno considerare una « scatola chiusa » sempre funzionante: la sua durata non dipenderà quindi più dalle valvole facilmente soggette ad esaurirsi o ad invecchiare.

È una risoluzione in questo settore che giunge tanto più tempestiva in quanto il problema della TV a colori è in pieno sviluppo: si può dunque prevedere che la TV a colori potrà nascere tutta transistorizzata.

Fig. 1/0781

Fig. 1/0782

0781 - *Sig. Caruso G. - Roma*

D. A pag. 144, Marzo 1964 di « *l'antenna* » nella rubrica « a colloquio con i lettori », è pubblicato lo schema di un amplificatore BF senza trasformatore di uscita che vorrei costruire.

Ho constatato che nella lista dei componenti mancano le caratteristiche di L_1 e L_2 del trasformatore di alimentazione (sec.).

Oltre a ciò, la determinazione e il valore di R_{16}.

Possiedo un preamplificatore a una sola valvola (ECC83) del quale non so dire niente di più. Prego fornirmi i dati mancanti.

Chiedo uno schema di preamplificatore più semplice di quello che appare nello stesso.

R. Le induttanze L_1 e L_2 costituiscono una doppia impedenza con un unico nucleo. Ogni impedenza ha 60 H di induttanza e circa 400 Ω di resistenza. La caduta di tensione ai capi dell'impedenza è di circa 1,6 V (corrente di griglia schermo 4 mA).

Il trasformatore di alimentazione fornisce al secondario A.T. 2 × 300 V_{eff}. con 90 mA c.c.; inoltre fornisce 6,3 V a 2,4 A e 6,3 V a 1 A. La resistenza del secondario A.T. dovrebbe essere 2 × 200 Ω; se è minore bisogna dare a R_{16} il valore necessario per raggiungere i 400 Ω; se cioè ad es. il trasformatore avesse 2 × 150 Ω, la R_{16} sarà posta uguale a 400 — — 300 = 100 Ω. Se la resistenza del trasformatore è maggiore di 400 Ω, la R_{16} non occorre più.

Le forniamo lo schema del preamplificatore Philips (1-EF86; 1-ECC83) appositamente studiato per funzionamento in unione coll'amplificatore sopra discusso.

Componenti

R_1 = 8,2 MΩ ± 10 %, ¼ W; R_2 = 68 KΩ ± 10 %, ¼ W; R_3 = 680 KΩ ± 10 %, ¼ W; R_4 = 2,2 KΩ ± 10 %, ½ W; R_5 = 390 KΩ ± 10 %, alta stabilità ½ W; R_6 = 100 KΩ ± 10 %, alta stabilità ½ W; R_7 = 47 KΩ ± 10 %, ¼ W; R_8 = 10 KΩ ± 10 %, ¼ W; R_9 = 800 + 100 + 100 K, log; R_{10} = 1 MΩ ± 10 %, ¼ W; R_{11} = 2,2 KΩ ± 10 %, ½ W; R_{12} = 33 KΩ ± 10 %, ½ W; R_{13} = 100 KΩ, lin.; R_{14} = 120 KΩ ± 10 %, ¼ W; R_{15} = 220 KΩ ± 10 %, ½ W; R_{16} = 1 MΩ ± 10 %, ¼ W; R_{17} = 1 MΩ ± 10 %, ½ W; R_{18} = 100 KΩ ± 10 %, ½ W; R_{19} = 100 KΩ ± 10 %, ¼ W; R_{20} = 1 MΩ, log.; R_{21} = 22 KΩ ± 10 %, ¼ W; R_{22} = 470 KΩ ± 10 %, ¼ W; R_{23} = 100 KΩ ± 10 %, ¼ W; R_{24} = 10 KΩ ± 10 %, ¼ W; R_{25} = 1 MΩ, log.; R_{26} = 47 KΩ ± 10 %, ½ W; R_{27} = 22 KΩ ± 10 %, ½ W. C_1 = 22.000 pF; C_2 = 470 pF; C_3 = 330 pF; C_4 = 330 pF; C_5 = 100 pF; C_6 = 120 pF; C_7 = 10.000 pF; C_8 = 8 μF, 300 V lavoro; C_9 = 100 μF, 3 V lavoro; C_{10} = 5.600 pF; C_{11} = 33.000 pF; C_{12} = 0,1 μF, 125 V lavoro; C_{13} = 10 μF, 70 V lavoro; C_{14} = 8 μF, 300 V lavoro; C_{15} = 10.000 pF; C_{16} = 100 μF, 3 V lavoro; C_{17} = 0,1 μF, 400 V lavoro; C_{18} = 4.700 pF; C_{19} = 22.000 pF; C_{20} = 390 pF; C_{21} = 4.700 pF; C_{22} = C_{23} = 2 × 16 μF, 300 V lavoro. *(a.f.)*

0782 – *Sig. Martellosio Brunelli G. – Livorno*

D. Ho realizzato un complesso stereofonico composto di: 1) amplificatore tipo GBC « Stereorecord » (SM1111) autocostruito e modificato nell'alimentatore (sostituzione del trasformatore e della raddrizzatrice AZ4 in luogo di EZ80) e con qualche ritocco allo stadio finale; 2) 2 casse acustiche tipo bass-reflex corredate, ciascuna, di 1 woofer Isophon P 25/25/90 A (⌀ 250 mm) e 2 tweter Isophon HM 10/13/7 (⌀ 100 mm); 3) cambiadischi « Garrard » Mod. 210 corredato di testina stereo ceramica GCE 12.

Quest'ultimo presenta un rumore a bassa frequenza che si accentua con l'esaltazione dei bassi, compare quando la puntina si appoggia sul disco e scompare appena se ne scosta. Vi prego di volermi fornire risposta ai seguenti quesiti:

a) è normale il suddetto inconveniente nel Garrard Mod. 210?

b) Impiegando un buon amplificatore, può essere eliminato tale inconveniente?

c) Realizzando gli amplificatori dei quali « *l'antenna* » pubblica di frequente gli schemi, seguendo le opportune cautele nel montaggio ed impiegando materiale di buona qualità reperibile facilmente in commercio, si ottengono risultati paragonabili a quelli forniti dalle scatole di montaggio?

d) Quale artificio posso mettere in atto per abolire il rombo del mio cambiadischi senza sacrificare le note basse?

e) Fra i giradischi Garrard 4 HF ed il Lenco L 70, quale è provvisto degli accorgimenti richiamati nell'articolo di pag. 560, dicembre 1964, di « *l'antenna* ».

R. I giradischi Garrard presentano talvolta l'inconveniente da Lei lamentato specialmente se la testina è magnetica, tanto che si è anche dovuto rinunciare a questo tipo di fonorivelatore quando si usano i giradischi Garrard. Una schermatura del motorino per essere efficiente dovrebbe comportare un pesante involucro magnetico che non può essere applicabile ad un complesso già costruito. Un circuito di equalizzazione per una testina fonografica deve essere studiato appositamente in funzione delle caratteristiche del preamplificatore adottato.

b) Un buon amplificatore, che renda bene i bassi non può eliminare il rombo. Bisogna ricorrere ad un amplificatore provvisto di filtro anti-rumble come lo Scott 130. Quelli da Lei proposti non raggiungerebbero lo scopo.

c) In generale si. Una difficoltà però sorge nel ritrovamento dei componenti, in particolare dei trasformatori di uscita. Le scatole di montaggio sono complete ed il materiale in esse contenuto è il più adatto.

d) Si può ricorrere al filtro antirumble passa alto. Esso interessa due stadi di preamplificazione in controreazione. Un esempio è dato nello schemino allegato. Per maggiori spiegazioni vedi *Alta fedeltà* n° 10, Ottobre 1959, pagg. 280 e 281 (o anche Revue du Son, n° 71 e 72).

e) Tutti i moderni bracci sono studiati in modo da minimizzare l'errore di tangenzialità. I giradischi possono accettare vari bracci e quindi bisogna riferirsi a questi ultimi più che al giradischi in sè. Coi bracci dei quali sono normalmente forniti il Lenco e il Garrard i due tipi praticamente si equivalgono.

(*a.f.*)

0783 - Sig. Bazzanti G. - S. Giovanni Valdarno

D. Ho scelto l'amplificatore, il Varislope-Mono della Leak; vorrei conoscere il valore del potenziometro P6 del controllo di volume che non compare nello schema. Vorrei, poi, delucidazioni sul « monitore nastro ». Inoltre lo schema dell'amplificatore di potenza Leak TL/12 Plus e l'indirizzo, se esiste, della rappresentanza italiana della Scott.

R. Il potenziometro di volume P6 è di 100 kΩ.

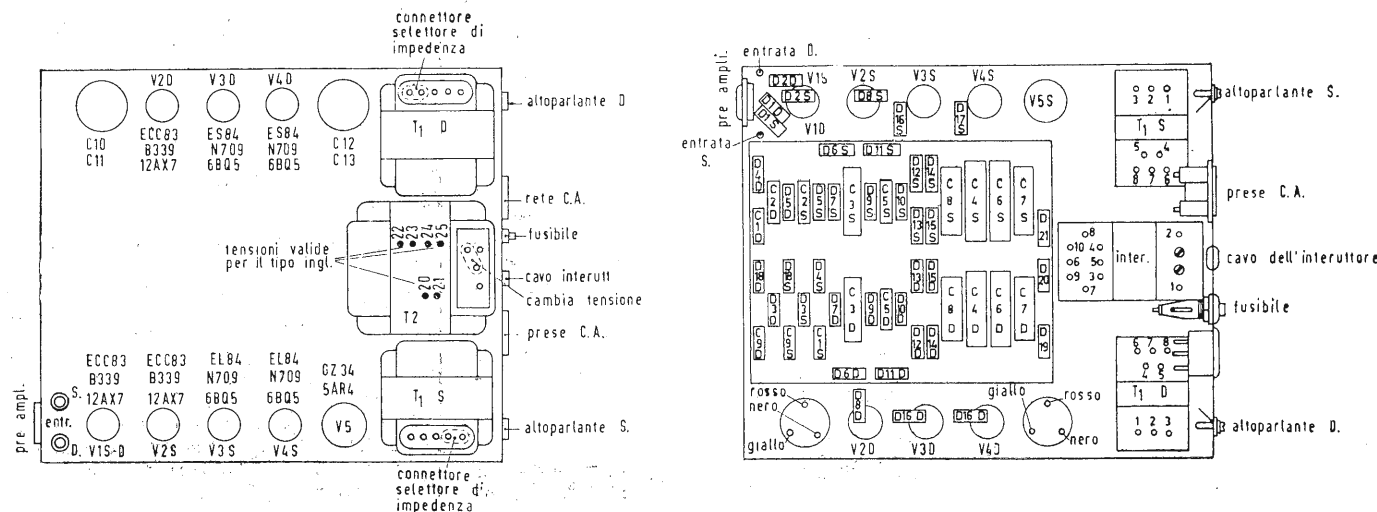
All'ingresso « amplificatore del nastro », che fa capo al potenziometro P_3 deve essere collegata l'uscita dell'amplificatore di riproduzione del registratore. Col commutatore monitore nastro in posizione « incluso », questa uscita viene inviata direttamente all'amplificatore di potenza (attraverso il regolatore di volume P6), escludendo il preamplificatore Varislope; col detto commutatore in posizione « escluso », l'uscita dell'amplificatore riproduttore incorporato nel registratore subisce l'amplificazione del Varislope e dell'amplificatore di potenza.

Nel 1° caso (« incluso ») il complesso Leak fornisce direttamente il suono registrato, mentre il suono originale da registrare si può ascoltare attraverso all'amplificatore di registrazione all'altoparlante incorporati nel registratore.

Attualmente non disponiamo dello schema dell'amplificatore Leak TL/12 Plus; ricordiamo però che a pag. 285 del N. 6, Giugno 1965 della ns/ rivista « l'antenna » è pubblicato lo schema dell'amplificatore di potenza Leak TL/25 Plus, che sostituisce vantaggiosamente il TL/12.

L'Agente per l'Italia della H. H. Scott Inc., è la G. Ricordi & C. S.p.A., Milano - Via Salomone 77, telef. 501.641.

(*a.f.*)

Fig. 1/0784

0784 – Sig. Rafael Angel Fallas – Pavia

D. Nel numero 2 del febbraio 1965 a pag. 90 e 91 vi è uno schema per un amplificatore stereo da 20 W complessivamente, e per il suo preamplificatore. È possibile montare il preamplificatore doppio sullo stesso telaio dell'amplificatore? Il trasformatore d'alimentazione può « trainare » anche i due preamplificatori. Dove posso rivolgermi per avere i trasformatori di uscita dei due canali e per la resistenza R_9 del preamplificatore quale ditta è la fornitrice? esiste uno schema pratico dell'amplificatore?

R. Non è consigliabile montare sopra un unico telaio i due preamplificatori e i due amplificatori di potenza Per questi ultimi conviene attenersi alla disposizione dei pezzi indicata negli schizzi qui allegati rappresentanti le viste sopra e sotto del telaio dell'amplificatore « Stereo 20 » Leak.

L'alimentatore incorporato nello « Stereo 20 » è in grado di pilotare anche il preamplificatore stereo; che deve consumare circa 5 W. Il consumo del solo amplificatore di potenza, complessivo per i 2 canali, è di 105 W.

Per i T. U. Ella può rivolgersi a G. Marelli, C.so Italia - Milano, oppure a Tecnoradio Lombarda di Guidetti e Cannas, Via Zuretti, 47-B - Milano che dipendono dalla Siprel concessionaria per l'Italia dei prodotti Leak. Per il potenziometro R_9 del preamplificatore conviene rivolgersi a Melchioni (Milano, Via Friuli 15) esclusivista dei prodotti « Philips » per Milano, in caso negativo, si può ripiegare sui potenziometri a presa per controllo fisiologico di volume della Geloso (Milano - Viale Brenta 29).

N. B. Avvertiamo che nello schema dello « Stereo 20 » riportato a pag. 90, loco citato, sono scambiate tra loro le resistenze R_8' e R_9', cioè deve essere: $R_9' = 1$ kΩ; $R_8' = 22$ kΩ.

(*a.f.*)

0785 – Sig F. Parodi – Imperia.

D. Il n. 2 1964 di « *l'antenna* » riporta lo schema dell'amplificatore Leak « Stereo 20 ». La Casa dichiara che questo è essenzialmente ottenuto duplicando il tipo « TL 12 Plus », però in quest'ultimo risultano impiegati i tubi EF86 e ECC81 anzichè ECC83 ciò che comporta delle variazioni circuitali. È possibile conoscerne lo schema?

R. In evasione alla sua richiesta, pubblichiamo lo schema elettrico dell'amplificatore monofonico TL 12 Plus della casa inglese Leak.

(*a.f.*)

0786 – Sig. D. Beggi – Reggio Emilia.

D. Gradirei avere lo schema di un preamplificatore amplificatore della Leak che io reputo fra i migliori ed esattamente il preamplificatore Vari-Slope e ampl. Point-one adattati però per la stereofonia. So che avete pubblicato il Vari-Slope sul n. 10 del 1964 dell'Antenna.

R. Nel n. 11 - 1964 de « l'Antenna » abbiamo pubblicato la descrizione e lo schema del preamplificatore « Varislope 2 stereo » alle pag. 516-519.

Il n. 10 - 1964 illustrava il Varislope mono. Le accludiamo lo schema elettrico dell'amplificatore di potenza) Stereo 20 » della Serie Point-One (2 × 20 W) stereofonico e due viste del telaio relativo con la disposizione dei componenti.

Fig. 1/0785

Schema elettrico del radioricevitore SABA Mod. Schwarzwald Automatic 12 V

archivio schemi

TELEVISORE

EMERSON ELECTRONICS

Mod. 2182

FORME D'ONDA		
① 8Vpp 50Hz	② 90Vp.p. 50 Hz	③ 300Vp.p. 15625 Hz
④ 70Vpp 50 Hz	⑤ 10Vpp 15625 Hz	⑥ 80Vpp 15625 Hz
⑦ 5Vp.p. 50Hz	⑧ 100Vpp 50Hz	⑨ 110Vpp 15625 Hz
⑩ 64Vpp 50Hz	⑪ 120V pp 50Hz	⑫ 65Vpp 50Hz
⑬ 860Vpp 50Hz	⑭ 58Vpp 15625 Hz	⑮ 66Vpp 15625 Hz
⑯ 66Vpp 15625 Hz	⑰ 64Vpp 15625 Hz	⑱ 58Vpp 15625 Hz
⑲ 48Vpp 15625 Hz	⑳ 1200Vpp 15625 Hz	㉑ 150Vpp 15625 Hz
㉒ 300Vpp 15625 Hz	㉓ 300Vpp 15625 Hz	㉔ 500Vpp 15625 Hz
㉕ 500Vpp 15625 Hz		

Schema elettrico del ricevitore di TV EMERSON ELECTRONICS mod. 2182